

Выпуск 84

ДЛЯ НАРОДНОГО ХОЗЯЙСТВА

ПЕРЕНОСНЫЙ РАДИОМЕТР

Г. Нунупаров, А. Цветков

Радиометры, служащие для измерения количественных характеристик источников и полей ионизирующих излучений (т. е. активности, потока, плотности потока), обладают нормированными метрологическими характеристиками и выдают результаты измерений в форме, доступной для непосредственного восприятия. Они широко используются на предприятиях атомной промышленности, в науке и народном хозяйстве.

Описываемый здесь прибор, обладающий достаточно хорошими метрологическими характеристиками, предназначен для оценки мощности экспозиционной дозы гамма-излучения до 1,8 мР/ч в диапазоне энергий 0,1...1,0 мэВ и может быть использован также для обнаружения радиоактивности. Время измерения составляет 15...20 с. Питается прибор от источника постоянного тока напряжением 12 В (3 батареи 3336Л, соединенные последовательно), потребляемая мощность не более 0,5 Вт.

Принципиальная схема радиометра приведена на рис. 1. Прибор состоит из выносного блока детектирования (обведен штрих-пунктирными линиями), стабилизированного высоковольтного источника питания его, усилителя-формирователя импульсов и интегратора со стрелочным измерительным прибором.

© Издательство ДОСААФ СССР, 1983 г.

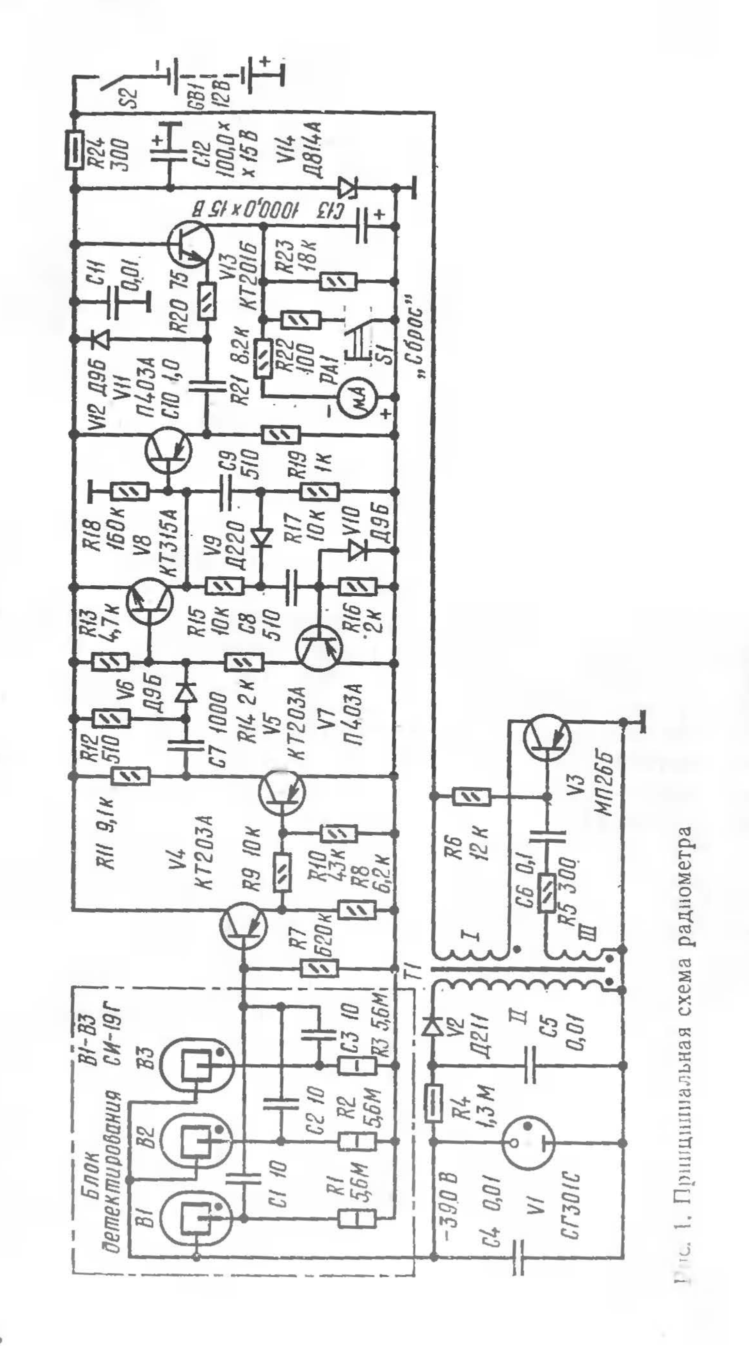


Рис. 1. Принципиальная схема радиометра

Выносной блок детектирования гамма-излучения выполнен на газоразрядных счетчиках *B1...B3* типа СИ-19Г. Каждый из счетчиков включен по так называемой импульсной схеме и имеет свой нагрузочный резистор (*R1...R3*) и конденсатор связи (*C1...C3*). На аноды счетчиков подается напряжение 390 В, поступающее от высоковольтного источника питания. При попадании в рабочий объем счетчика заряженных частиц или гамма-квантов в его газовой среде возникают положительно заряженные ионы и электроны. Это приводит к лавинообразному процессу, в результате чего в счетчике происходит газовый разряд, который тут же гасится гасящими компонентами (примесью галогенов), и на выходном конденсаторе связи (*C1...C3*) возникает отрицательный импульс.

Все три счетчика работают на одну общую нагрузку — входное сопротивление транзистора *V4*, включенного эмиттерным повторителем. Высокое входное сопротивление этого каскада необходимо для обеспечения нормальной работы счетчиков. Импульсы отрицательной полярности, выделяющиеся на резисторе *R8*, поступают через делитель *R9R10* на вход усилителя-формирователя импульсов, собранного на транзисторах *V5*, *V7* и *V8*. Транзистор *V5* работает как усилитель-ограничитель импульсов, а транзисторы *V7* и *V8* — в ждущем мультивибраторе, осуществляющем формирование стандартных прямоугольных импульсов определенной длительности и амплитуды. С выхода усилителя-ограничителя импульсы положительной полярности через диод *V6* поступают на вход ждущего мультивибратора, собранного по схеме с мостовой времязадающей цепью, позволяющей существенно повысить стабильность длительности сформированных импульсов. Особенностью этого узла прибора является также его высокая экономичность, так как оба транзистора мультивибратора при отсутствии запускающих импульсов закрыты.

Сформированные импульсы отрицательной полярности через эмиттерный повторитель *V11* поступают на интегратор, состоящий из генератора тока на транзисторе *V13* и интегрирующей цепочки *R23C13*. Благодаря наличию генератора тока с поступлением каждого входного импульса на конденсаторе *C13* накапливается одинаковый заряд независимо от значения напряжения на нем. Это позволяет получить линейную шкалу прибора в широком диапазоне регистрируемых скоростей счета.

Резистор *R20* служит для улучшения линейности шкалы в верхней части диапазона. Стрелочный прибор *PA1* через резистор *R21* подключен к интегрирующей цепочке *R23C13*.

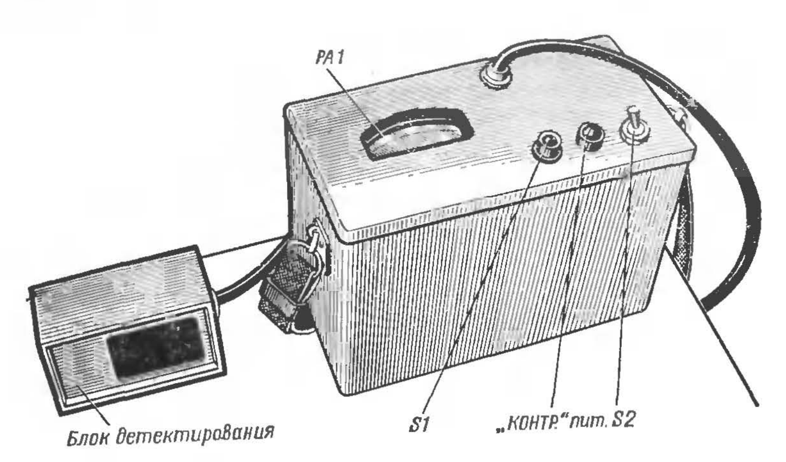


Рис. 2. Внешний вид радиометра

Кнопка *S1* «Сброс» позволяет подготовить прибор перед проведением измерения. Напряжение питания усилителя-формирователя импульсов и интегратора стабилизировано стабилитроном *V14*.

Высоковольтный стабилизированный источник питания выносного блока детектирования гамма-излучения состоит из преобразователя напряжения, выполненного на транзисторе *V3* по схеме блокинг-генератора, выпрямителя на диоде *V2*, сглаживающего фильтра *C5R4C4* и газоразрядного стабилитрона *V1*. Резистор *R4* выполняет одновременно функцию и балластного резистора в цепи стабилитрона *V1*. Выходное напряжение этого источника питания составляет 390 В.

Внешний вид радиометра показан на рис. 2. Конструктивно он выполнен в виде двух блоков — измерительного и блока детектирования, соединяемых между собой трехжильным кабелем длиной 1,5 м. Детали блока детектирования смонтированы на плате размерами 105×65 мм из стеклотекстолита толщиной 2 мм, по одну сторону платы размещены счетчики *B1...B3*, а по другую — резисторы *R1...R3* и конденсаторы *C1...C3*. Счетчики закреплены за выводы при помощи хомутиков из листовой латуни толщиной 0,5 мм. Плата размещена в дюралюминиевом корпусе размерами 120×70×40 мм. В одной из стенок корпуса против счетчиков вырезано прямоугольное отверстие размерами 60×40 мм, необходимое для прохождения регистрируемого излучения, которое изнутри закрыто органическим стеклом толщиной 2 мм.

Измерительный блок смонтирован в корпусе из дюралюминия толщиной 1,5 мм. Все его элементы, кроме прибора *PA1* и кнопки *S1* «Сброс», размещены на двух печатных платах (рис. 3, 4) из фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5 мм. Прибор *PA1*, кнопка *S1* и выключатель питания *S2* находятся на передней панели прибора. Здесь же установлена кнопка «Контроль» (на схеме не показана) для проверки напряжения батареи питания, которая при нажатии отключает отрицательный вывод микроамперметра *PA1* от выхода измерительного блока и через добавочный резистор сопротивлением 300 кОм подключает его к минусу батареи питания. Если напряжение батареи снижается до 8 В, ее заменяют свежей.

В приборе применены детали: резисторы типа МЛТ; конденсаторы *C1...C3* — КТ-2, *C4* и *C5* — К15-5 на номинальное напряжение 1,6 кВ, *C7...C9* — КСО-1, *C6* и *C10* — МБМ на номинальное напряжение 160 В, *C11* — КЛС, *C12* и *C13* — К50-6. Микроамперметр *PA1* типа М261М на ток полного отклонения стрелки 50 мкА. Трансформатор *T1* намотан на Ш-образном магнитопроводе из феррита М2000НМ сечением 7×7 мм. Обмотка *I* содержит 98 витков провода ПЭВ-2 0,25, обмотка *II* — 3500 витков провода ПЭВ-2 0,1, обмотка *III* — 180 витков провода ПЭБ-2 0,2,

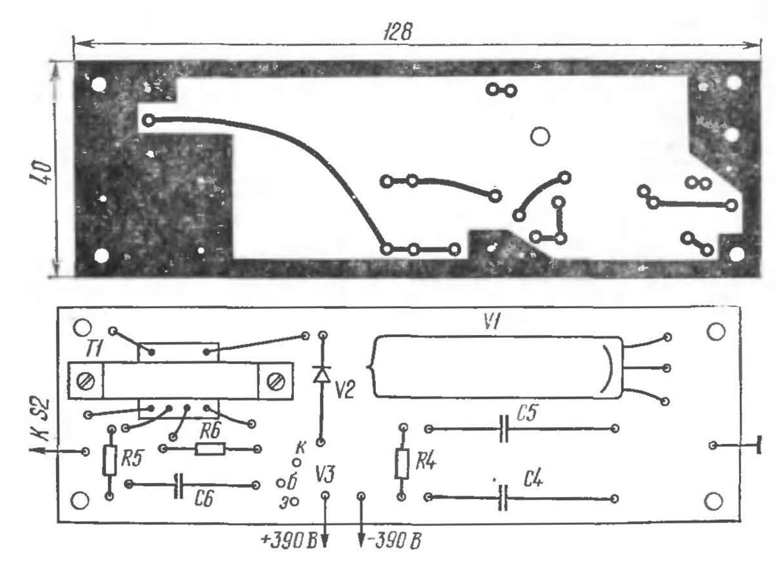
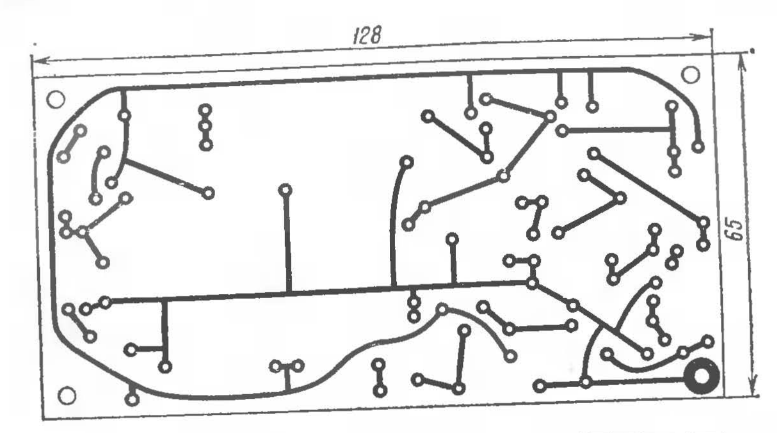


Рис. 3. Плата измерительного блока:
а — печатный монтаж; *б* — расположение элементов



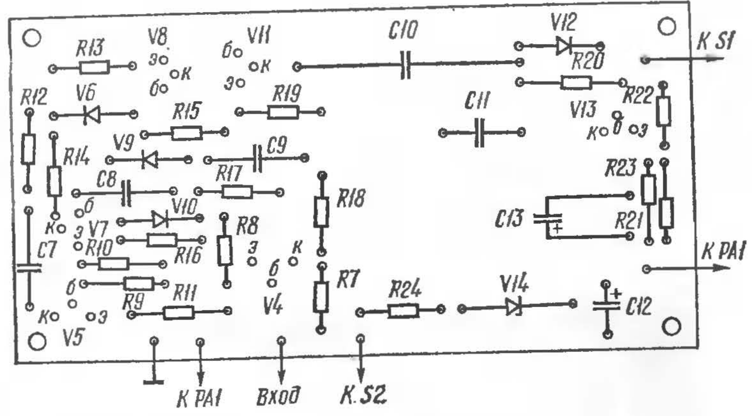


Рис. 4. Плата схемы соединений:
а — печатный монтаж; *б* — расположение элементов

Диод Д211 (*V2*) можно заменить любым другим кремниевым с допустимым обратным напряжением не менее 600 В. Стабилитрон СГ301С (*V1*) можно заменить резистором сопротивлением 4...5 МОм. Этот резистор надо подобрать таким образом, чтобы при напряжении источника питания 12 В выходное напряжение высоковольтного блока составляло 390...400 В. Но стабильность работы прибора в этом случае несколько ухудшится.

Правильно собранный прибор налаживания не требует. При отсутствии высокого напряжения следует поменять местами включение выводов обмотки *III* трансформатора *T1*. Слабый звук высокого тона свидетельствует о нормальной работе преобразователя напряжения. Проконтролировать работу прибора можно с помощью осциллографа (например, типа С1-35), подключив его к эмиттеру транзистора *V11*. При нормальной работе прибора на экране осциллографа должны наблюдаться редкие одиночные прямоугольные импульсы отрицательной полярности с амплитудой 6...8 В и длительностью около 10 мкс, указывающие на то, что прибор регистрирует естественный радиоактивный фон.

Перед проведением измерений необходимо кратковременно нажать и отпустить кнопку *S1* «Сброс» и через 15...20 с, когда стрелка микроамперметра установится на каком-либо делении шкалы, производить отсчет.

Шкалу прибора градуируют в мР/ч и наносят отметки для контроля напряжения батареи питания при нажатии кнопки «Контроль».

В связи с тем что в распоряжении радиолюбителей не всегда могут оказаться средства и приборы для проведения точной калибровки шкалы радиометра, его показания будут ориентировочными и могут использоваться лишь для приближенной оценки уровня мощности экспозиционной дозы гамма-излучения.

ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

МНОГОПРЕДЕЛЬНЫЙ ОММЕТР ПОВЫШЕННОЙ ТОЧНОСТИ

Б. Токарев, М. Дубовицкий

Построенные по традиционным схемам омметры обладают рядом существенных недостатков: типичная погрешность измерения (4...20 %), резкая нелинейность шкалы, необходимость установки нуля при смене диапазонов измерения. Это приводит к тому, что среди комплекса измерительных приборов радиолюбителя омметр занимает положение индикатора, позволяя лишь оценивать значения сопротивлений.

Описываемый ниже омметр имеет линейную шкалу, не требует установки нуля и нечувствителен к изменениям питающего напряжения. Погрешность измерений не хуже ±1,5 %. Напряжение на разомкнутых измерительных зажимах не превышает 3,8 В, что исключает пробой полупроводниковых приборов при измерениях.

Прибор имеет пять основных измерительных диапазонов: 100 Ом, 1 кОм, 10 кОм, 100 кОм, 1МОм и один обзорный диапазон 100 МОм. Предусмотрена возможность

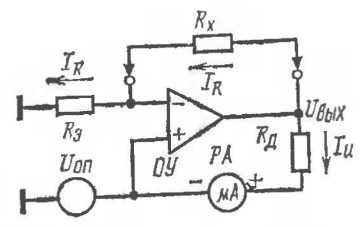


Рис. 1. Структурная схема омметра

расширения диапазонов в 2 и 5 раз, что дает десять дополнительных диапазонов: 200 Ом, 500 Ом, 2 кОм, 5 кОм, 20 кОм, 50 кОм, 200 кОм, 500 кОм, 2МОм, 5 МОм и два обзорных диапазона 200 МОм и 500 МОм. Точность измерения на обзорных диапазонах не гарантируется.

Питание омметра осуществляется от сети напряжением 220 В, габариты прибора 75×110×130 мм.

Принцип действия омметра поясняет структурная схема, показанная на рис. 1. Омметр состоит из операционного усилителя ОУ, источника опорного напряжения $U_{оп}$, образцового резистора $R_э$ и микроамперметра *PA* с добавочным резистором $R_д$. Измеряемое сопротивление подключают к зажимам R_x.

Вследствие равенства напряжений на инвертирующем и неинвертирующем входах ОУ его выходное напряжение равно:

$$U_{вых} = U_{оп}\frac{R_э + R_x}{R_э}.$$

Ток через резисторы $R_э$ и R_x равен:

$$I_R = \frac{U_{оп}}{R_э}.$$

Ток в цепи микроамперметра определяется как

$$I_и = \frac{U_{вых} - U_{оп}}{R_д} = \frac{U_{оп}}{R_д}\cdot\frac{R_x}{R_э}.$$

Изменением данных $R_д$ и $R_э$ при фиксированном напряжении $U_{оп}$ можно получить различные значения пределов измерений. Но при этом необходимо учитывать: во-первых, $U_{вых}$ не должно быть больше максимального выходного напряжения ОУ, во-вторых, токи I_R и $I_и$ в сумме не должны превышать максимального выходного тока ОУ, в-третьих, ток I_R должен быть, по крайней мере, на два порядка больше входного тока ОУ, чтобы не снизить точность измерений.

Автоматическая установка нуля в приборе обеспечивается тем, что при замыкании входных зажимов накоротко ($R_x = 0$) напряжение на выходе ОУ становится равным точно $U_{оп}$ и ток через микроамперметр отсутствует. Необходимость в калибровке также отпадает, так как отклонение стрелки прибора непосредственно соответствует измеряемому сопротивлению.

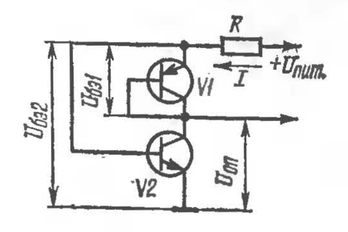


Рис. 2. Схема источника образцового напряжения

Для наиболее полного использования преимуществ такого омметра в разработанном экземпляре применен низковольтный источник опорного напряжения с термокомпенсацией, выполненный на германиевом транзисторе *V1* и кремниевом *V2* (рис. 2). Ток через транзисторы устанавливают равным 1,3...5 мА. Выходное напряжение источника равно:

$$U_{оп} = U_{бэ2} - U_{бэ1},$$

где $U_{бэ2}$ и $U_{бэ1}$ — напряжения на эмиттерных *p-n* переходах кремниевого и германиевого транзисторов соответственно.

Транзисторы следует подбирать с одинаковой емкостью коллекторных переходов. Критерием правильности подбора пары транзисторов является значение $U_{оп}$, равное примерно 430 мВ.

Столь небольшое опорное напряжение позволило, во-первых, расширить диапазоны измерения в меньшую сторону до 100 Ом, не перегружая операционный усилитель; во-вторых, ввести множители «×2» и «×5» для пяти основных диапазонов измерения и одного обзорного диапазона, благодаря чему при шести образцовых резисторах прибор имеет пятнадцать диапазонов измерения и три обзорных; в-третьих, ограничить напряжение на разомкнутых входных зажимах на уровне 3,8 В, благодаря чему исключается пробой полупроводниковых приборов при измерениях; в-четвертых, сделать достоверным измерения сопротивлений в устройствах, собранных на полупроводниковых приборах, причем показания омметра будут достоверны на всей шкале пяти основных диапазонов измерений, если испытуемое устройство собрано лишь на кремниевых полупроводниковых приборах, и на первой половине шкалы этих же диапазонов, если устройство содержит и германиевые приборы.

Принципиальная схема омметра приведена на рис. 3. Основные диапазоны измерения и обзорный диапазон устанавливают подключением к инвертирующему входу операционного усилителя *A1* кнопочными переключателями *S1...S6* одного из резисторов *R1 — R6*. Дополнительные диапазоны измерений устанавливают переключателями *S7* и

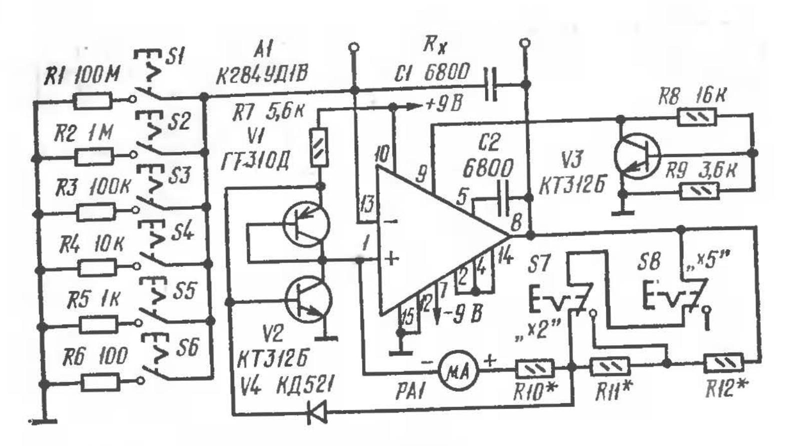
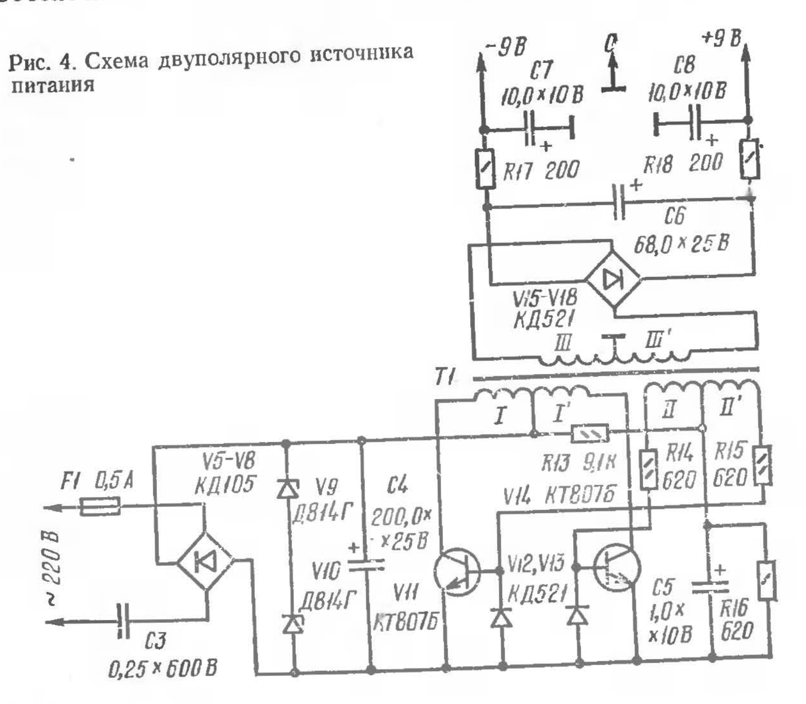


Рис. 3. Принципиальная схема омметра

S8, включая в цепь микроамперметра *PA1* резисторы *R11* и *R12*.

Каскад на транзисторе *V3* и резисторах *R8*, *R9* ограни-
чивает выходное напряжение ОУ на уровне 3,8 В. Диод *V4*
обеспечивает не более чем двукратную перегрузку микро-

Рис. 4. Схема двуполярного источника питания



амперметра по току при разомкнутых измерительных зажимах. В режиме измерений падение напряжения на диоде не превышает 250 мВ, при этом он закрыт. При размыкании цепи R_x напряжение на диоде возрастает примерно до 600 мВ, при этом диод открывается и шунтирует микроамперметр, тем самым предохраняя его от многократной перегрузки по току.

Для уменьшения влияния наводок на измерительных зажимах служит фильтрующий конденсатор *C1*.

Рис. 5. Участок схемы омметра при использовании в нем операционных усилителей К140УД8, К544УД1

Двуполярный источник питания омметра (рис. 4) выполнен по схеме двухтактного преобразователя напряжения, питающегося от сети через гасящий конденсатор *C3*. Напряжение на первичной обмотке трансформатора *T1* преобразователя стабилизировано стабилизаторами *V9* и *V10*, включенными последовательно, благодаря чему обеспечивается стабилизация выходного напряжения источника питания ±9 В. Ток нагрузки составляет 15 мА.

Детали, конструкция. В омметре работает ОУ К284УД1В. Возможно применение других операционных усилителей с полевыми транзисторами на входе, например К140УД8, К544УД1. В этом случае ограничение напряжения на разомкнутых измерительных зажимах можно осуществить, как показано на рис. 5. Точка соединения дополнительных резистора *R* и стабилитрона *V* является выходом операционного усилителя. Разумеется, необходимо соответствующее выбранному ОУ подключение элементов частотной коррекции.

Источник опорного напряжения выполнен на транзисторах ГТ310Д (*V1*) и КТ312Б (*V2*). Его значение $U_{оп}$= =430,1 мВ. Авторами были экспериментально подобраны пары транзисторов серий ГТ108, КТ201 с $U_{оп}$=466 мВ и ГТ310, КТ201 с $U_{оп}$=403,4 мВ, которые также могут быть применены. Не исключается подбор и других пар транзисторов по критерию равенства емкостей коллекторных *p-n* переходов.

Номиналы образцовых резисторов *R1*...*R6* для удобства измерений выбраны кратными 10: 100 Ом, 1 кОм, 10 кОм, 100 кОм, 1МОм, 100 МОм. Резисторы *R1* типа КЛМ, *R2* и *R3* типа МГП-0,5, резисторы *R4*, *R5*, *R6* — С5-25В. При использовании резисторов других типов необходимо учиты-

вать, что для обеспечения хорошей точности измерений они должны иметь погрешность не более 0,5 %.

В приборе применен микроамперметр типа М265 класса 1,5 с линейной зеркальной шкалой на ток 100 мкА и рамкой сопротивлением 595 Ом. Сопротивления добавочных резисторов *R10*, *R11* и *R12* для данных $U_{оп}$ и сопротивления рамки микроамперметра равны соответственно 3705 Ом, 4300 Ом и 12,9 кОм и не должны отличаться от расчетных более чем на 0,5 %. Обеспечивать бо́льшую точность образцовых и добавочных резисторов нет смысла, так как микроамперметр имеет погрешность отсчета 1,5 %, что в целом и определяет погрешность омметра.

Для другого микроамперметра надо знать его ток полного отклонения стрелки $I_и$ и сопротивление рамки $R_и$. В этом случае сопротивления добавочных резисторов находят из условий:

$$I_и\ (R_{10}+R_и)=U_{оп};$$
$$I_и(R_{10}+R_{11}+R_и)=2U_{оп};$$
$$I_и(R_{10}+R_{11}+R_{12}+R_и)=5U_{оп}.$$

Вместо диода КД521 (*V4*) можно применить любой другой маломощный кремниевый. Конденсаторы *C1* и *C2* типа КМ, резисторы *R7*, *R8* и *R9* — МЛТ-0,125.

В источнике питания в качестве магнитопровода трансформатора *T1* применено кольцо из феррита марки 1500НМ, типоразмер К10×6×4,5. Обмотки *I* и *I'* содержат по 100 витков, *II* и *II'* — по 10 витков, *III* и *III'* — по 40 витков провода ПЭВ-2 0,25. Обмотки необходимо тщательно изолировать друг от друга и от магнитопровода. Диоды КД105 (*V5...V8*) выпрямителя блока питания можно заменить выпрямительным блоком. Конденсатор *C3* типа МБГП или МБМ на номинальное напряжение не ниже 600 В. Возможно использование как сетевых, так и автономных источников питания. Но при этом придется соответственно изменить габариты прибора. Переключатели *S1...S8* типа П2К, контактные группы которых для уменьшения переходного сопротивления соединены параллельно.

Внешний вид прибора показан на рис. 6. Детали самого омметра и блока питания смонтированы на раздельных платах размерами 40×80 мм, которые прикреплены к боковым стенкам внутри пластмассовой коробки, образующей с микроамперметром корпус прибора. Образцовые резисторы *R1...R6* размещены на дополнительной пластмассовой колодке размерами 30×70 мм. Налаживание прибора заключается в основном в точном подборе резисторов

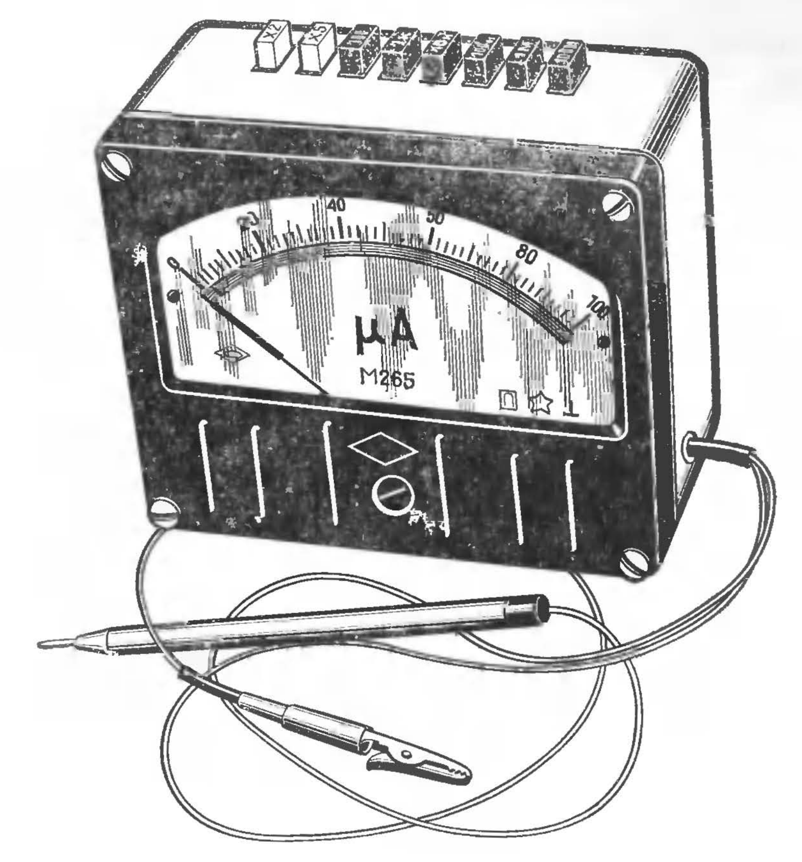


Рис. 6. Внешний вид прибора

R10...R12 в соответствии с параметрами используемого микроамперметра.

Описанный омметр уже более четырех лет используется авторами в условиях как радиолюбительской, так и инженерной практики.

МАЛОГАБАРИТНЫЙ ЧАСТОТОМЕР

В. Скрыпник

Прибор предназначен для измерения частоты периодических сигналов частотой до 40 МГц при входном напряжении 50 мВ и выше. Его особенностью является пофраг-

ментная индикация измеряемой частоты на четырехразрядном индикаторе. В зависимости от требуемой точности измерение производится в три этапа.

Для грубой оценки частоты обычно достаточно знать целое число мегагерц и сотни и десятки килогерц. При этом внимание измеряющего не рассеивается на прочтение всего восьмиразрядного числа — ему важны только числа в старших разрядах. С другой стороны, встречаются измерения, когда важны значения частоты в младших разрядах, например, при подготовке частоты кварцевых резонаторов, исследовании узкополосных фильтров и т. д. Допустим, измеряемая частота равна 28152,658 кГц. Если нужна только грубая оценка частоты, выраженная в мегагерцах, то нажимаем кнопку «МГц». На индикаторе при этом будет число 28,15. В том же случае, когда требуется бо́льшая точность, нажимаем кнопку «кГц» — на индикаторе будет индицироваться число 152,6. В данном случае число 28, соответствующее целому числу мегагерц, «уходит» в переполнение и не индицируется. Если снова необходимо уточнение значения частоты, то нажимаем кнопку «Гц». При этом на индикаторе будет высвечиваться число 2658, представляющее собой остаток измеряемой частоты в герцах. Это очень удобно при измерении большого числа близких частот. Кроме того, такое построение частотомера позволяет сократить число микросхем и знаковых индикаторов по сравнению с обычным восьмиразрядным частотомером.

Принципиальная схема частотомера изображена на рис. 1. Напряжение измеряемой частоты поступает через разъем *X1* и конденсатор *C1* на вход формирователя прямоугольных импульсов. На транзисторах *V3*, *V5* и *V6* собран широкополосный усилитель-ограничитель. Полевой транзистор *V3* обеспечивает прибору высокое входное сопротивление. Диоды *V1* и *V2* предохраняют транзистор *V3* от повреждения при случайном попадании на вход прибора высокого напряжения. Цепочкой *C2R2* осуществляют частотную коррекцию входа усилителя.

Транзистор *V7*, включенный эмиттерным повторителем, согласует выход усилителя-ограничителя со входом логического элемента *D1.1* микросхемы *D1*, обеспечивающей дальнейшее формирование прямоугольных импульсов. Сигнал проходит последовательно через четыре элемента 2И-НЕ *D1.1...D1.4*. С выхода элемента *D1.4* сформированные импульсы поступают на счетный вход *JK*-триггера *D2*. Входная частота делится на 2 и не превышает 20 МГц, что позволяет последующие ступени деления выполнить на микросхемах серии К133.

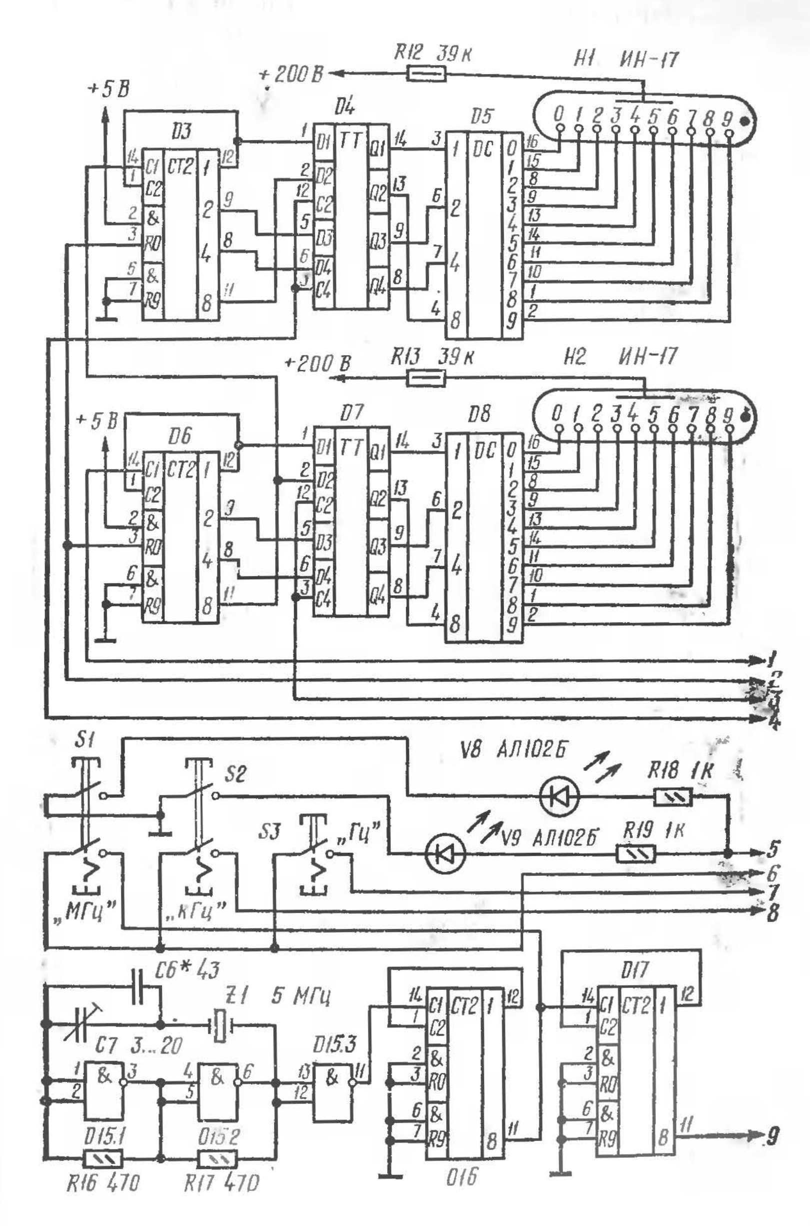


Рис. 1. Принципиальная схема частотомера

Рис. 1. Принципиальная схема частотомера (продолжение)

D1 К130ЛА3
D2 К130ТВ1
D3, D6, D9, D12, D16–D21 К133ИЕ2
D4, D7, D10, D13 К133ТМ5
D5, D8, D11, D14 К133ИД1
D15, D23, D25 К133ЛА3
D22 К133ИЕ5
D24 К133ЛА4

Рис. 1. Принципиальная схема частотомера (окончание)

С выхода триггера *D2* измеряемая частота подается на вход *4* элемента запрета *D23.4*. На вход *5* этого элемента поступают импульсы разрешения счета с узла управления, а с его выхода *6* импульсы идут на первый декадный делитель частоты *D12*. С выходов этой микросхемы число в двоично-десятичной форме поступает на триггеры памяти *D13*, которые предотвращают мелькание цифр на индикаторе в процессе счета. С выходов микросхемы *D13* двоично-десятичное число подается на входы дешифратора *D14*, к выходам которого подключен десятичный знаковый индикатор *H4*, индицирующий младший разряд числа.

С выхода *11* декадного счетчика *D9* импульс переноса поступает на вход счетчика старшего разряда. На входы *3* и *12* триггеров памяти *D4*, *D7*, *D10*, *D13* поступают импульсы перезаписи с узла управления, а на вход *3* декадных делителей *D3*, *D6*, *D9*, *D12* — импульсы сброса.

Датчик временно́го интервала собран на микросхемах *D15...D21*. Задающий тактовый генератор собран на микросхеме *D15* и кварцевом резонаторе *Z1* на частоту 5 МГц. Коррекция частоты осуществляется конденсаторами *C6* и *C7*. Декадные делители частоты собраны на микросхемах *D16...D21*. Нижние (по схеме) секции кнопочных переключателей *S1* и *S2*, а также переключатель *S3* служат для установки точности измерения частоты, а верхние секции переключателей *S1* и *S2* для переключения соответствующей запятой. Индикация запятых осуществляется светодиодами *V8* и *V9*. С выхода *11* декадного делителя *D21* на вход узла управления поступают тактовые импульсы частотой следования 50 кГц при нажатой кнопке *S1* «МГц», 500 Гц — при нажатой кнопке *S2* «кГц» и 5 Гц — если нажата кнопка *S3* «Гц».

Узел управления собран на микросхемах *D22...D25*. Он вырабатывает импульсы разрешения счета, перезаписи числа в триггерах памяти и импульсы сброса декадных счетчиков. Весь цикл счета происходит в течение двенадцати тактовых импульсов и составляет 240 мкс, 24 мс или 2,4 с на пределах измерения «МГц», «кГц» и «Гц» соответственно. Причем в течение первых десяти тактовых импульсов разрешено прохождение импульсов измеряемой частоты на вход декадных счетчиков. В течение одиннадцатого тактового импульса вырабатывается импульс перезаписи, а в течение двенадцатого — импульс сброса.

На микросхеме *D22* собран делитель на 12. В течение первых десяти тактов на ее выводах *9* и *11* действует логический 0, а на выводе *3* элемента *D23.1* — логическая 1, разрешающая прохождение сигнала через элемент *D23.4*.

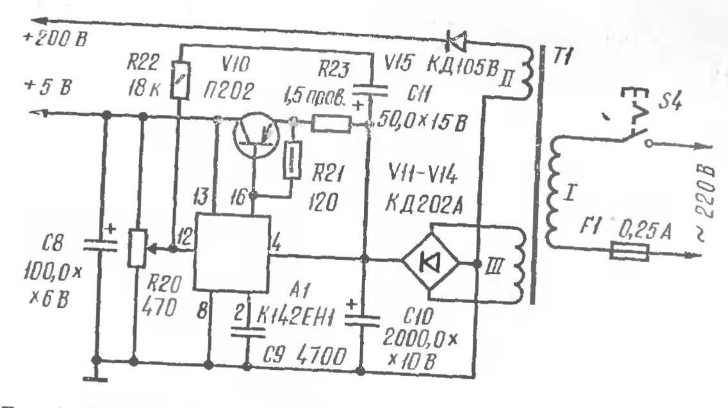


Рис. 2. Схема блока питания

Импульсы перезаписи вырабатываются на выходе элемента 3И-НЕ *D24.2*, а импульсы сброса — элементом *D24.3*. Через соответствующие инверторы микросхемы *D25* и *D24.1* эти импульсы поступают к триггерам памяти и декадным счетчикам.

Схема блока питания, обеспечивающего частотомеру напряжение +5 В для питания микросхем и +200 — для питания знаковых индикаторов *H1...H4*, показана на рис. 2. Стабилизатор напряжения +5 В собран на микросхеме *A1* и транзисторе *V10*. Переменным резистором *R20* устанавливают выходное напряжение 5В. Для уменьшения мощности, рассеиваемой транзистором *V10*, в его эмиттерную цепь включен проволочный резистор *R23*. Цепочка *R22C11* снижает пульсации напряжения на выходе стабилизатора.

Без изменения параметров частотомера вместо микросхем К130ЛА3 (*D1*) и К130ТВ1 (*D2*) можно использовать аналогичные им микросхемы серии К131, а вместо микросхем *D3...D25* соответствующие им из серии К155. В формирователе импульсов полевой транзистор КП303Д (*V3*) можно заменить на КП303 или КП307 с любым буквенным индексом, транзистор КТ347 (*V5*) — на КТ326, а КТ368 (*V6*, *V7*) — на КТ306.

Дроссель *L1* типа Д-0,1 или самодельный — 45 витков провода ПЭВ-2 0,17, намотанных на каркасе диаметром 8 мм. Все переключатели типа П2К.

Знаковые индикаторы *H1...H4* могут быть любого другого типа. Причем, если они имеют встроенную «запятую», то светодиоды *V8*, *V9* и резисторы *R18*, *R19* можно исключить и переключать соответствующие катоды «запятых».

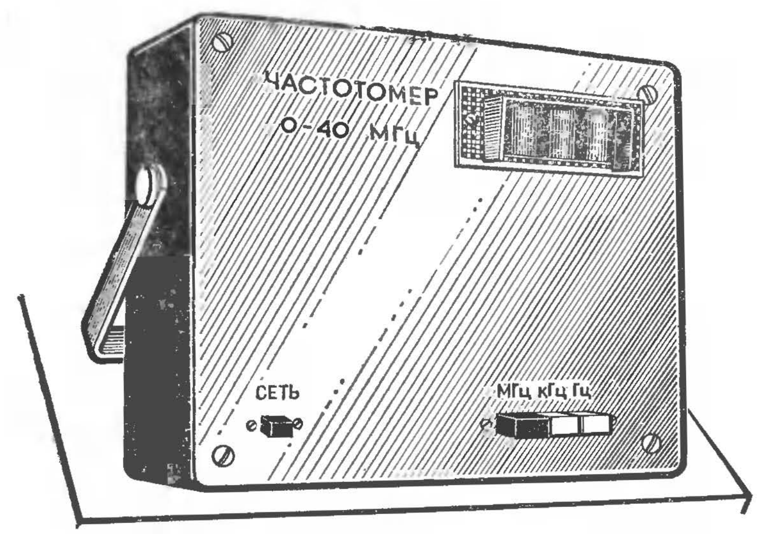


Рис. 3. Внешний вид частотомера

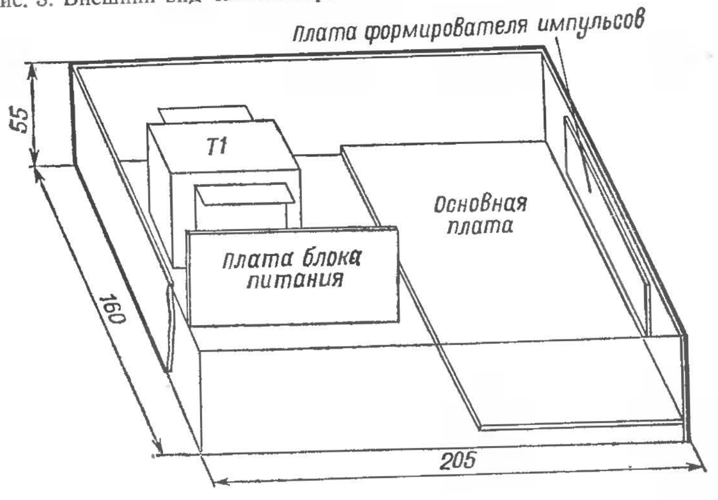
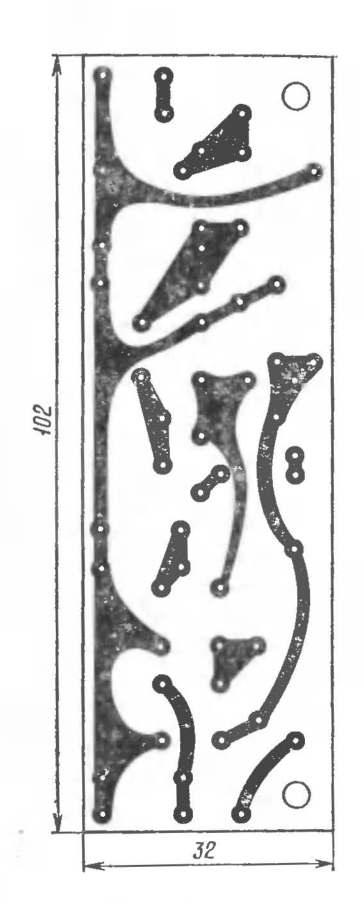


Рис. 4. Схема размещения деталей и блоков прибора в футляре

В стабилизаторе напряжения блока питания можно применить микросхему К142ЕН1 с любым буквенным индексом. Транзистор П202 можно заменить любым другим из серий П213...П217. Для выпрямителя пригодны другие диоды, рассчитанные на прямой ток не менее 1 А. Диод КД105В можно заменить на Д226Б или Д7Ж.

Трансформатор блока питания выполнен на магнитопроводе Ш16×32. Обмотка *I* содержит 1830 витков провода ПЭВ-1 0,15, обмотка *II* — 1800 витков провода ПЭВ-1 0,1, обмотка *III* — 90 витков провода ПЭВ-1 0,8.

Внешний вид частотомера показан на рис. 3, а расположение плат внутри корпуса — на рис. 4. Цифровые индикаторы и кнопочные переключатели *S1...S4* расположены на верхней панели. Входной разъем установлен на боковой стенке рядом с платой формирователя импульсов. На боковых стенках корпуса установлена откидывающаяся металлическая ручка для переноски частотомера и установки его в наклонном положении. На рис. 5 приведен рисунок



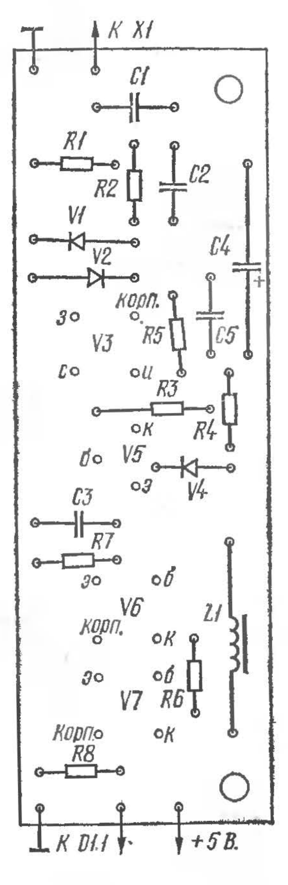


Рис. 5. Плата формирователя импульсов:
а — печатный монтаж; *б* — расположение элементов (зеркально)

токонесущих проводников и расположение деталей на печатной плате формирователя импульсов. Чертеж основной платы здесь не дается, так как он зависит от используемых в частотомере микросхем.

Правильно собранная цифровая часть частотомера регулировки обычно не требует. В незначительной коррекции частоты нуждается задающий кварцевый генератор. Это осуществляется подстроечным конденсатором *C7*. Контроль частоты ведется по какому-либо промышленному частотомеру или по КВ приемнику, настроенному на частоту 5, 10 или 15 МГц, где работают станции точной частоты и времени. Установку частоты задающего генератора производят по нулевым биениям с сигналом образцовой частоты.

Для регулировки формирователя прямоугольных импульсов надо к разъему *X1* подключить генератор сигналов типа Г4-102, а к эмиттеру транзистора *V7* — высокочастотный осциллограф, например типа С1-65. Подбором резисторов *R3* и *R4* надо добиться, чтобы в диапазоне частот до 40 МГц происходило формирование прямоугольных импульсов. Эти операции повторяют несколько раз, постепенно снижая уровень входного напряжения.

В заключение регулировки надо проверить работу частотомера, наблюдая за показаниями индикатора.

ТЕЛЕВИДЕНИЕ

ГЕНЕРАТОР ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ИСПЫТАТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

А. Клинковский

Для оценки работоспособности телевизора и проверки его параметров используют испытательные телевизионные сигналы, формируемые специальными измерительными генераторами. С их помощью можно регулировать, настраивать и ремонтировать блоки телевизора при отсутствии сигналов телецентра.

Генератор, о котором идет речь в этой статье, предназначен для проверки и регулировки цветных телевизоров. С его помощью можно:

проверить чистоту цвета — однородность свечения одноцветных растров, создаваемых каждым из электронных лучей в кинескопе. Проверка и, при необходимости, установка чистоты цвета по всей площади экрана кинескопа осуществляются по испытательному изображению в виде серого равномерного поля. По этому изображению проверяют и статический баланс белого;

произвести статическое и динамическое сведение трех лучей кинескопа по испытательному изображению типа «сетчатое поле», состоящему из 24 вертикальных и 18 горизонтальных линий. По этому изображению также проверяют растровые искажения;

проверить правильность воспроизведения градаций яркости. Для этого служит испытательное изображение, представляющее собой 8 вертикальных полос со ступенчато изменяющейся яркостью от уровня белого до уровня черного. Такое изображение используется и для проверки динамического баланса белого;

проверить правильность работы блока цветовой синхронизации. Испытательным изображением в этом случае служит изображение серого поля с зеленой полосой в верхней части растра. В таком режиме работы прибор периодически и автоматически, с интервалом 0,5...1 с, прекращает подачу сигналов цветовой синхронизации, что приводит к соответствующему во времени выключению блока цветности и воспроизведению на экране кинескопа только серого поля. Если нормальная работа блока цветовой синхронизации нарушена (опознавание цвета), то зеленая полоса будет исчезать, перемещаться, а ее цвет хаотически изменяться;

проверить точность установки «нулей» частотных детекторов блока цветности. Для этого используют испытательное изображение серого поля, создаваемого сигналом, в который замешаны сигналы цветовых поднесущих на их номинальных частотах (f_{OR}=4,406 МГц, f_{OB}=4,250 МГц) и периодически вводятся импульсы цветовой синхронизации. Контроль осуществляется визуально по экрану кинескопа (по неизменности его цвета свечения при периодическом исключении из состава сигнала импульсов цветовой синхронизации);

проверить правильность функционирования всего тракта прохождения цветоразностных сигналов. О нормальной работе тракта судят по испытательному изображению трех горизонтальных цветных полос: зеленой (сверху), красной и синей (снизу);

подавать видеосигнал в положительной или отрицательной полярности в зависимости от числа каскадов усиления видеотракта телевизионного приемника.

Генератор собран на микросхемах серии К155. Питание — от сети переменного тока напряжением 220 В. Потребляемая мощность около 10 В·А.

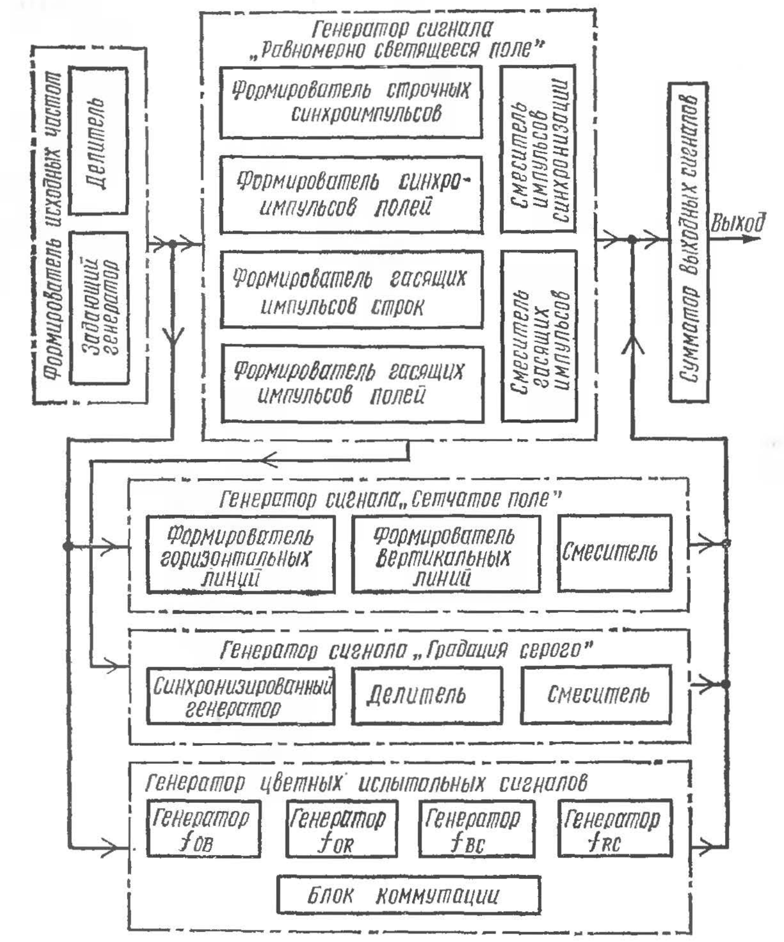


Рис. 1. Структурная схема автономного генератора телевизионных испытательных сигналов

Структурная схема автономного генератора телевизионных испытательных сигналов приведена на рис. 1. Прибор состоит из формирователя импульсов исходных частот, генератора сигнала «Равномерно светящееся поле», генератора сигнала «Сетчатое поле», генератора сигнала «Градация серого», генератора цветных испытательных сигналов, сумматора выходных сигналов и блока питания.

Задающий генератор вырабатывает сигнал частотой 1 МГц, а делитель обеспечивает необходимый набор частот от 50 Гц до 500 кГц. Сигналы генератора используют для

формирования синхронизирующих и гасящих импульсов строк и полей, для создания вертикальных и горизонтальных линий испытательного сигнала «Сетчатое поле», а также для создания коммутирующих импульсов цветных испытательных сигналов.

Синхронизированный генератор создает образцовую (опорную) частоту, при делении которой возникают восемь вертикальных полос сигнала «Градация серого».

Генераторы f_{OB}, f_{OR} создают поднесущие частоты, а f_{RC}, f_{BC} — частоты синхронизации сигнала цветности. Блок коммутации управляет прохождением сигналов f_{OB}, f_{OR}, f_{RC}, f_{BC} в определенной последовательности, что и создает цветные испытательные сигналы.

В сумматоре выходных сигналов происходит смешение сигналов синхросмеси с выбранным испытательным сигналом. С выхода сумматора видеосигнал с помощью коаксиального кабеля подают на вход видеоусилителя телевизионного приемника.

Задающий генератор формирователя исходных частот изображения (рис. 2) выполнен на элементах *D1.1* и *D1.2*.

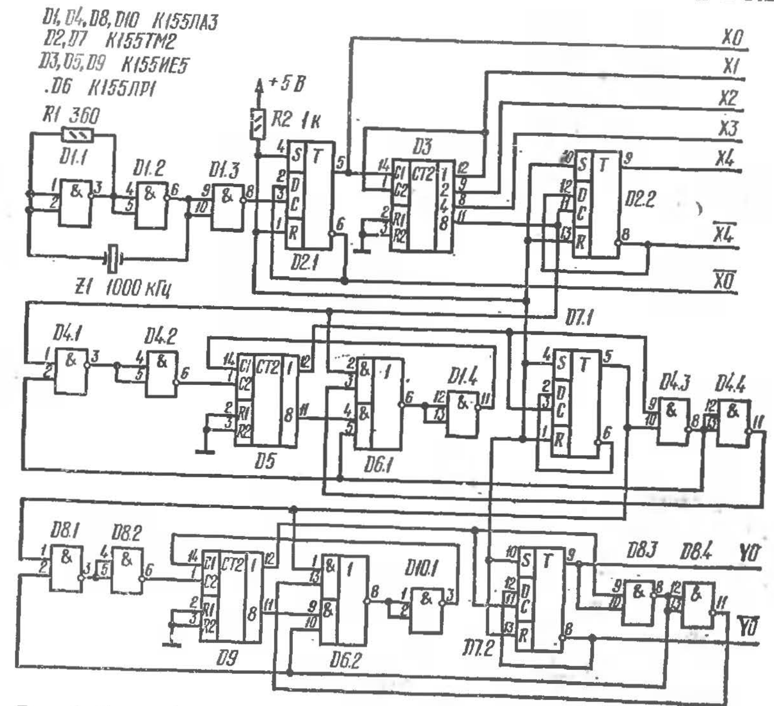


Рис. 2. Схема формирователя исходных частот

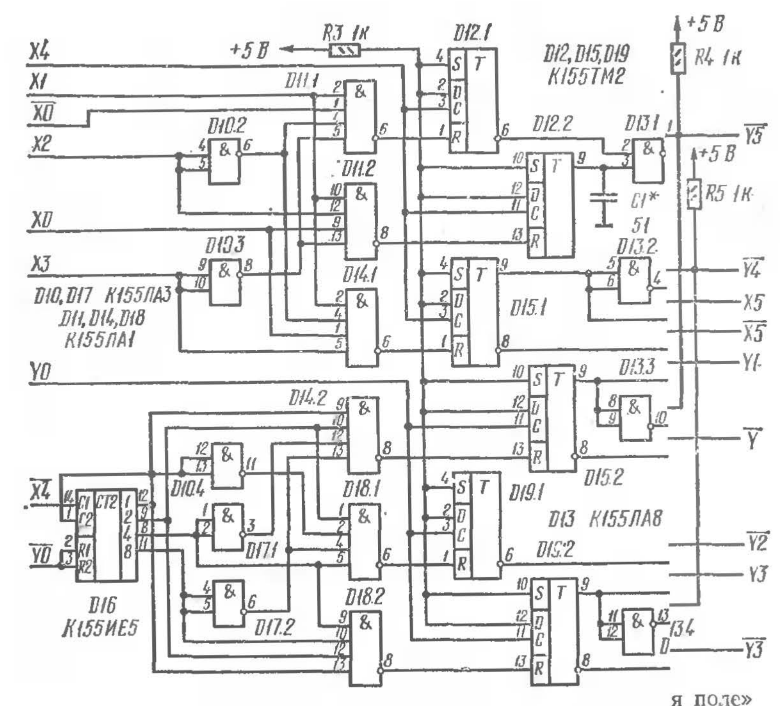


Рис. 3. Схема генератора сигнала «Равномерно светящееся поле»

С выхода развязывающего элемента $D1.3$ сформированные импульсы частотой 1 МГц поступают на триггер $D2.1$ и далее на счетчик $D3$, которые делят частоту генератора на 32.

С выхода счетчика $D3$ импульсы частотой следования 31250 Гц поступают на триггер $D2.2$ и два последовательно включенных делителя на 25, выполненных на микросхемах $D4...D9$ и элементах $D1.4$, $D10.1$. С выхода триггера $D2.2$ снимаются импульсы с частотой строк 15625 ($X4$, $\overline{X4}$), а с выхода триггера $D7.2$ — импульсы с частотой полей 50 Гц (YO, $\overline{YO}$). Триггер $D2.1$ и счетчик $D3$ выделяют сигналы набора необходимых дискретных частот (XO, $\overline{XO}$, $X1$, $X2$, $X3$).

Генератор сигнала «Равномерно светящееся поле» (рис. 3) создает импульсы синхронизации и гашения обратного хода разверток телевизионного приемника и управляющие импульсы испытательных сигналов.

Формирователи импульсов частоты полей (50 Гц) выполнены на микросхемах $D16$, $D18$, $D19$ и элементах $D10.4$, $D17.1$, $D17.2$, $D14.2$, $D15.2$, а формирователи строчных

импульсов — на микросхемах $D11$, $D12$ и элементах $D10.2$, $D10.3$, $D14.1$, $D15.1$.

Остановимся несколько подробнее на формировании синхронизирующих импульсов полей.

Синхронизирующие импульсы полей ($Y1$ на рис. 4) должны иметь длительность 3 строки (64×3 мкс) и следовать с частотой полей 50 Гц. По фронту импульса частоты полей (YO), подаваемой на синхровход триггера $D15.2$, этот триггер переключается в единичное состояние.

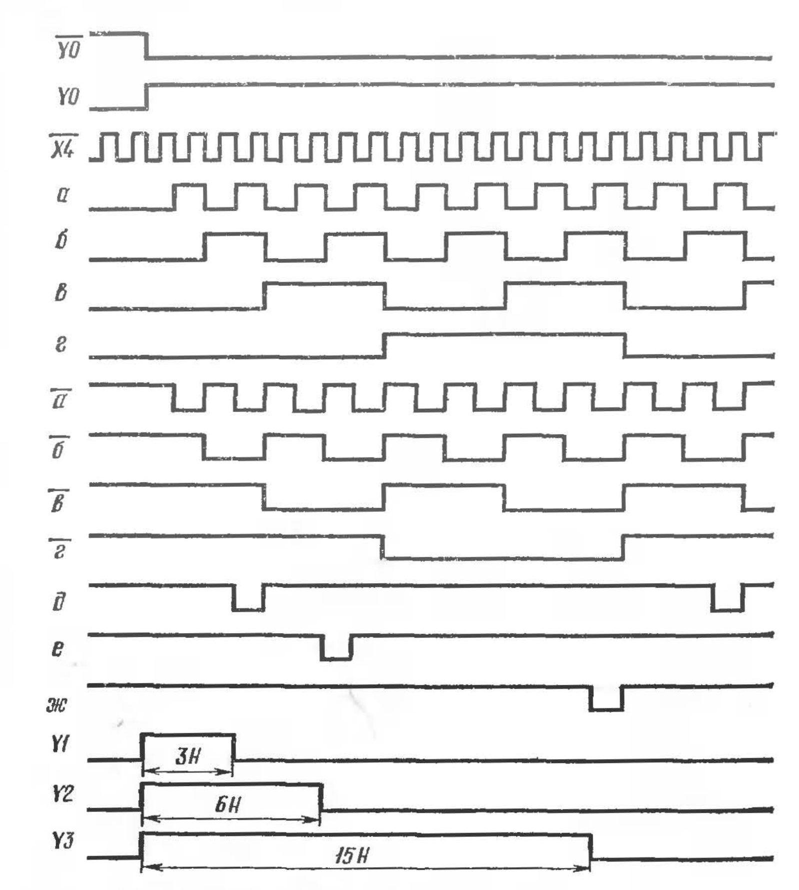


Рис. 4. Формирование синхронизирующих, гасящих и управляющих импульсов полей:

YO — импульсы частоты полей 50 Гц; $\overline{YO}$ — инверсные импульсы частоты полей; $\overline{X4}$ — инверсные импульсы частоты строк; *а, б, в, г* и $\overline{а}$, $\overline{б}$, $\overline{в}$, $\overline{г}$ — времязадающие импульсы; *д, е, ж* — переключающие импульсы; $Y1$ — синхронизирующие импульсы полей; $Y2$ — управляющие импульсы полей; $Y3$ — гасящие импульсы полей

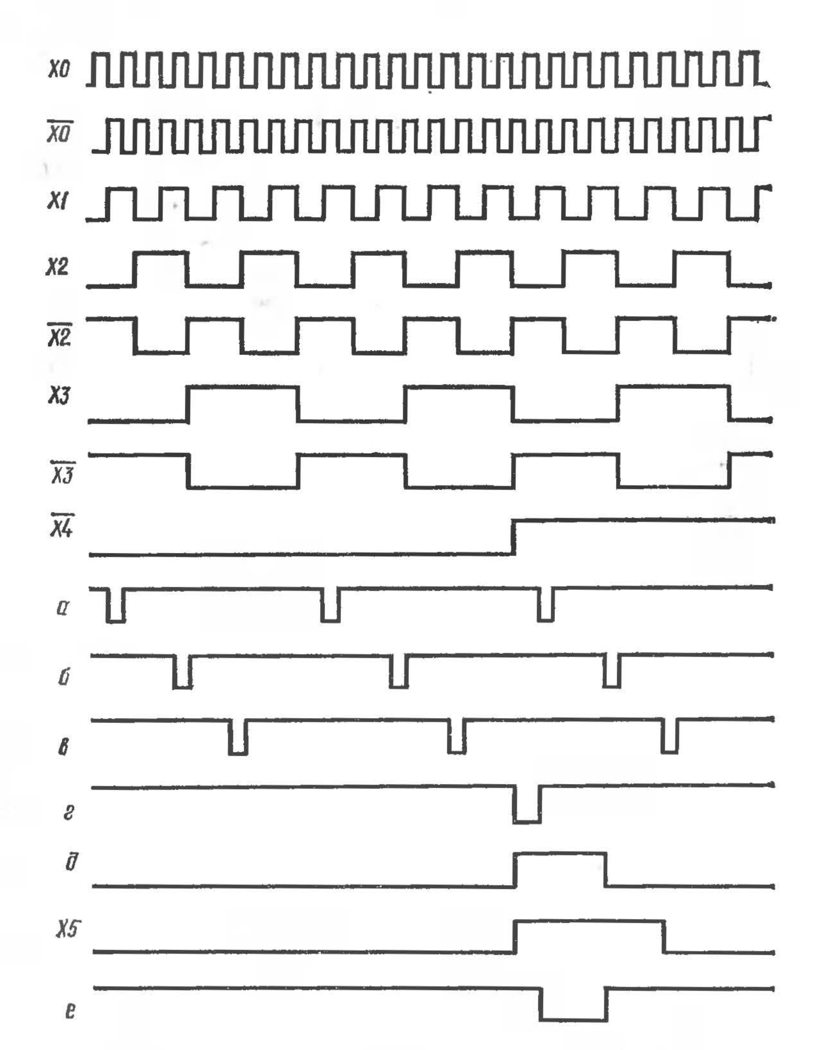


Рис. 5. Формирование синхронизирующих и гасящих импульсов строк: $\overline{X0}$, X0, X1, X2, $\overline{X2}$, X3, $\overline{X3}$ — времязадающие импульсы; $\overline{X4}$ — импульсы частоты строк 15625 Гц: *а, б, в* — переключающие импульсы; *г* — импульсы частоты строк длительностью 2 мкс; *д* — импульсы частоты строк длительностью 7 мкс; *X5* — строчные гасящие импульсы; *е* — строчные синхронизирующие импульсы

В это же время по спаду инверсного импульса частоты полей ($\overline{Y0}$), подаваемой на установочные входы, счетчик *D16* начинает пересчитывать импульсы частоты строк ($\overline{X4}$). Получившиеся последовательности времязадающих импульсов (*а, б*) с выходов *1* и *2* счетчика поступают на элемент

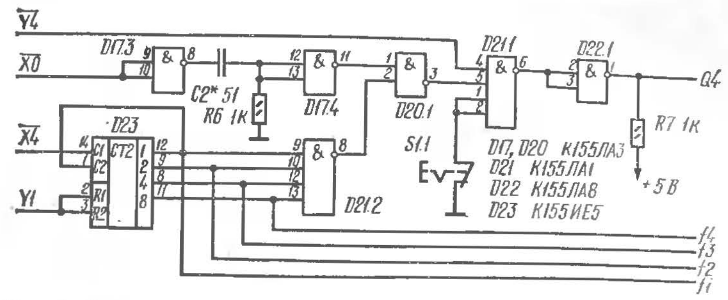


Рис. 6. Схема генератора сигнала «Сетчатое поле»

D14.2. Туда же поступают и проинвертированные логическими элементами *D17.1, D17.2* импульсы ($\overline{в}$, $\overline{г}$ на рис. 4) с выходов *4* и *8* счетчика. При поступлении на счетчик *D16* третьего импульса частоты строк ($\overline{X4}$ на рис. 4) логический элемент *D14.2* вырабатывает импульс (*д* на рис. 4), который переключает триггер *D15.2* в нулевое состояние. Последующие импульсы, поступающие с выхода элемента *D14.2*, не влияют на состояние триггера. Далее весь процесс повторяется. Таким образом, на выходе триггера *D15.2* получается последовательность синхронизирующих импульсов полей (*Y1* на рис. 4) длительностью 3 строки (3Н) и частотой 50 Гц. Аналогично на выходах триггеров *D19.1* и *D19.2* получаются последовательности импульсов частотой 50 Гц и длительностью 6 и 15 строк соответственно (*Y2* и *Y3* на рис. 4).

Формирование строчных импульсов происходит так же, как и формирование импульсов полей, с той только разницей, что последовательности времязадающих импульсов (см. *X0, X1, X2* и *X3* на рис. 5) поступают с делителя формирователя исходных частот.

Окончательное формирование строчных синхронизирующих импульсов (*е* на рис. 5) осуществляет элемент *D13.1* объединением последовательностей импульсов длительностью 2 и 7 мкс, снимаемых с инверсного выхода триггера *D12.1* и прямого выхода триггера *D12.2*. С выхода триггера *D15.1* снимается последовательность строчных гасящих импульсов (*X5* на рис. 5).

Получение синхро- и гасящей смесей происходит благодаря объединению по выходу инверторов *D13.1, D13.3* для синхросмеси и *D13.2, D13.4* — для гасящей смеси.

Генератор сигнала «Сетчатое поле» (рис. 6) служит для получения на экране телевизора изображения 24 вертикальных и 18 горизонтальных линий.

В формирователе вертикальных линий работают элемент *D17.4*, конденсатор *C2* и резистор *R6*. Импульсы частотой 500 кГц ($\overline{XO}$) через развязывающий элемент *D17.3* поступают на времязадающую RC-цепь и на вход элемента *D17.4*. А так как у логического элемента есть порог срабатывания, то на его выходе получается последовательность импульсов частотой 500 кГц малой длительности. Длительность импульсов (толщина вертикальных линий) зависит от емкости конденсатора C2.

Формирователь горизонтальных линий выполнен на микросхеме *D23* и элементе *D21.2*. Сам же принцип формирования горизонтальных линий заключается в подсвечивании одной строки через каждые 15 строк развертки. Достигается это следующим образом. Частота строк ($\overline{X4}$) пересчитывается счетчиком *D23* на 16, и логический элемент *D21.2* на каждый шестнадцатый импульс вырабатывает импульс длительностью в одну строку (64 мкс). Чтобы исключить вертикальное перемещение строк по экрану, счетчик обнуляется синхронизирующей частотой полей (*Y1*), т. е. пересчет обновляется каждый полукадр. Сигналы вертикальных и горизонтальных линий объединяются элементом *D20.1*. Элементом *D21.1* сигнал сетчатого поля замешивается с гасящей смесью ($\overline{Y4}$). Этот элемент, кроме того, является ключом, а это значит, что при замыкании контактов *S1.1* сигнал «Сетчатое поле» не будет проходить к сумматору выходных сигналов. Элемент *D22.1* является инвертором.

Генератор сигнала «Градация серого» (рис. 7) формирует сигнал ступенчатой формы, расположенный между уровнем белого и уровнем черного в интервале строчных гасящих импульсов (*U* на рис. 8). Уменьшаясь скачком, он создает на экране телевизора изображение, состоящее из

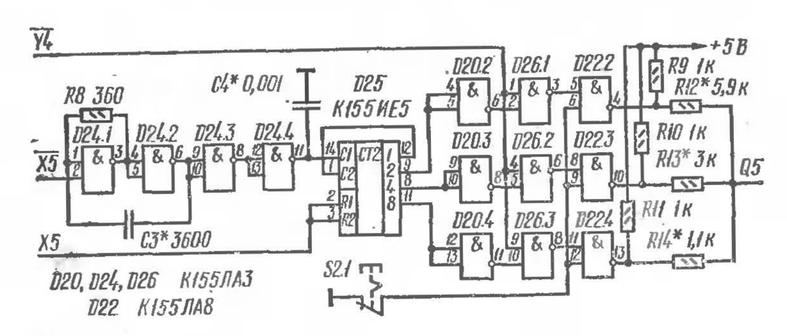


Рис. 7. Схема генератора сигнала «Градация серого»

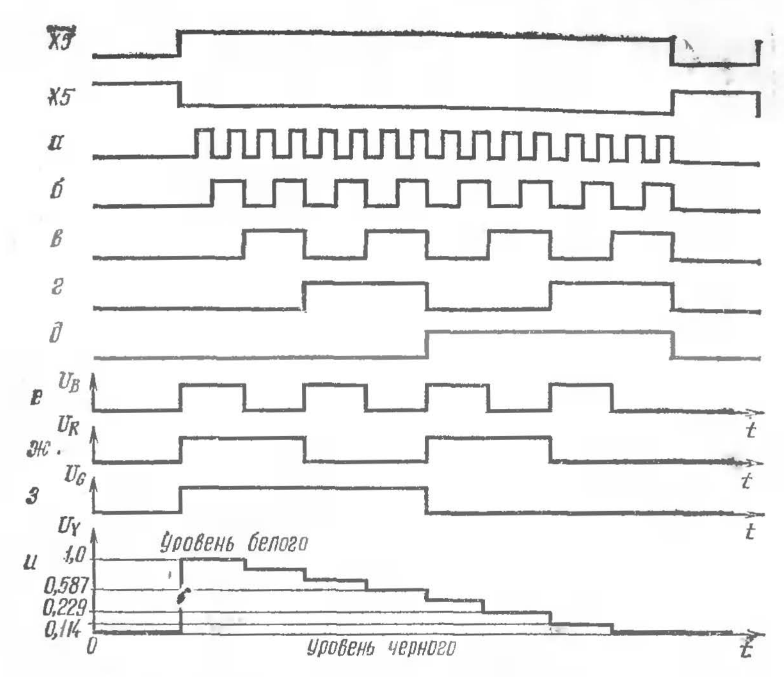


Рис. 8. Формирование сигнала «Градация серого»:

$X5$, $\overline{X5}$ — строчные гасящие импульсы; *а* — серия импульсов частотой 308 кГц; *б, в, г, д* — серия импульсов на выходе счетчика *D25* (рис. 7); *е, ж, з* — исходные сигналы U_B, U_R, U_G; *и* — выходной сигнал U_Y

восьми вертикальных полос, убывающих по яркости от белой (в начале строки) до черной (в конце строки).

Сигнал «Градация серого» создают таким же способом, как при суммировании напряжений сигналов цветности U_B, U_R и U_G в соответствии с их яркостью, т. е. $U_Y = 0{,}114U_B + 0{,}299U_R + 0{,}587U_G$.

Синхронизируемый генератор, собранный на микросхеме *D24*, в интервале строчных гасящих импульсов вырабатывает серию импульсов частотой 308 кГц (см. *а* на рис. 8). Счетчик *D25* делит эту частоту на 2, 4, 8 и 16 (*б, в, г, д* на рис. 8), тем самым создавая необходимые сигналы, состоящие: U_B — из четырех периодов, U_R — из двух периодов и U_G — из одного периода прямоугольных импульсов, действующих во время прямого хода луча строчной развертки. Гасящими импульсами строк счетчик обнуляется. Сигналы U_B, U_R, U_G инвертируются элементами *D20.2*, *D20.3*, *D20.4*, суммируются гасящей смесью на элементах *D26.1*, *D26.2*, *D26.3* и поступают на ключевые элементы *D22.2*, *D22.3*, *D22.4*. Далее напряжение трех полученных

сигналов (*е*, *ж*, *з* на рис. 8), снимаемых с ключевых элементов, суммируется строенным делителем, составленным из резисторов *R12*, *R13*, *R14* (см. рис. 7) и *R34*, *R36* (см. рис. 13). Их номиналы подобраны так, чтобы в точке соединения резисторов *R12*, *R13*, *R14* (см. рис. 7) возникал сигнал ступенчатой формы, в котором коэффициенты напряжений сигналов U_B, U_R и U_G соответствовали 0,114, 0,299, 0,587 (U на рис. 8).

При замыкании контактов *S2.1* ключевые элементы не пропустят сигналы на резистивный сумматор.

Генератор цветных испытательных сигналов (рис. 9) формирует поднесущие частоты: f_{OR}=4,406 МГц, f_{OB}=4,250 МГц, f_{RC}=4,756 МГц и f_{BC}=3,900 МГц. Импульсы этих частот вырабатывают генераторы, выполненные на элементах *D37.1*, *D37.2*, *D41.1*, *D41.2*, *D28.1*, *D28.2*, *D34.1*, *D34.2* и кварцевых резонаторах *Z2*...*Z5*.

Микросхемы *D36*, *D30*, *D31*, *D32*, *D40* и элементы *D39.1*, *D39.2* формируют переключающие импульсы частоты полей, длительностью 115 и 218 строк, снимаемых с выходов триггеров *D32.1* и *D32.2*. Переключающие импульсы частоты полей длительностью 6 и 15 строк, а также частоты строк формируются генератором сигнала «Равномерно светящееся поле». Эти импульсы управляют коммутирующими элементами *D29*, *D38*, *D42*, в результате чего цветовые поднесущие размещаются в телевизионном сигнале так, что во время гасящего импульса полей действуют сигналы цветовой синхронизации f_{BG} и f_{RG}, а во время прямого хода разверток — сигналы строк f_{OB} и f_{OR}. Такой способ коммутации цветовых поднесущих позволяет получить на выходе три полных цветовых телевизионных сигнала для проверки канала цветности приемника. Один из этих сигналов создает на экране проверяемого телевизора изображение горизонтальных цветных полос (зеленую — сверху, красную — в центре и синюю снизу), а два других обеспечивают проверку опознавания цвета и настройку контуров частотных детекторов.

Формирование сигналов происходит в такой последовательности: вначале формируется сигнал «Нуль дискриминаторов», затем сигнал «Опознавание цвета» и, наконец, сигнал «Горизонтальные цветные полосы».

Форма сигнала «Нуль дискриминаторов» показана на графике *в* рис. 10. Во время действия гасящего импульса полей генератор формирует девять чередующихся через строку высокочастотных пакетов цветовой синхронизации f_{BG} и f_{RG} (интервал t_1, t_2), а во время развертки активной части поля (интервал t_2, t_3) — пакеты цветовых поднесущих

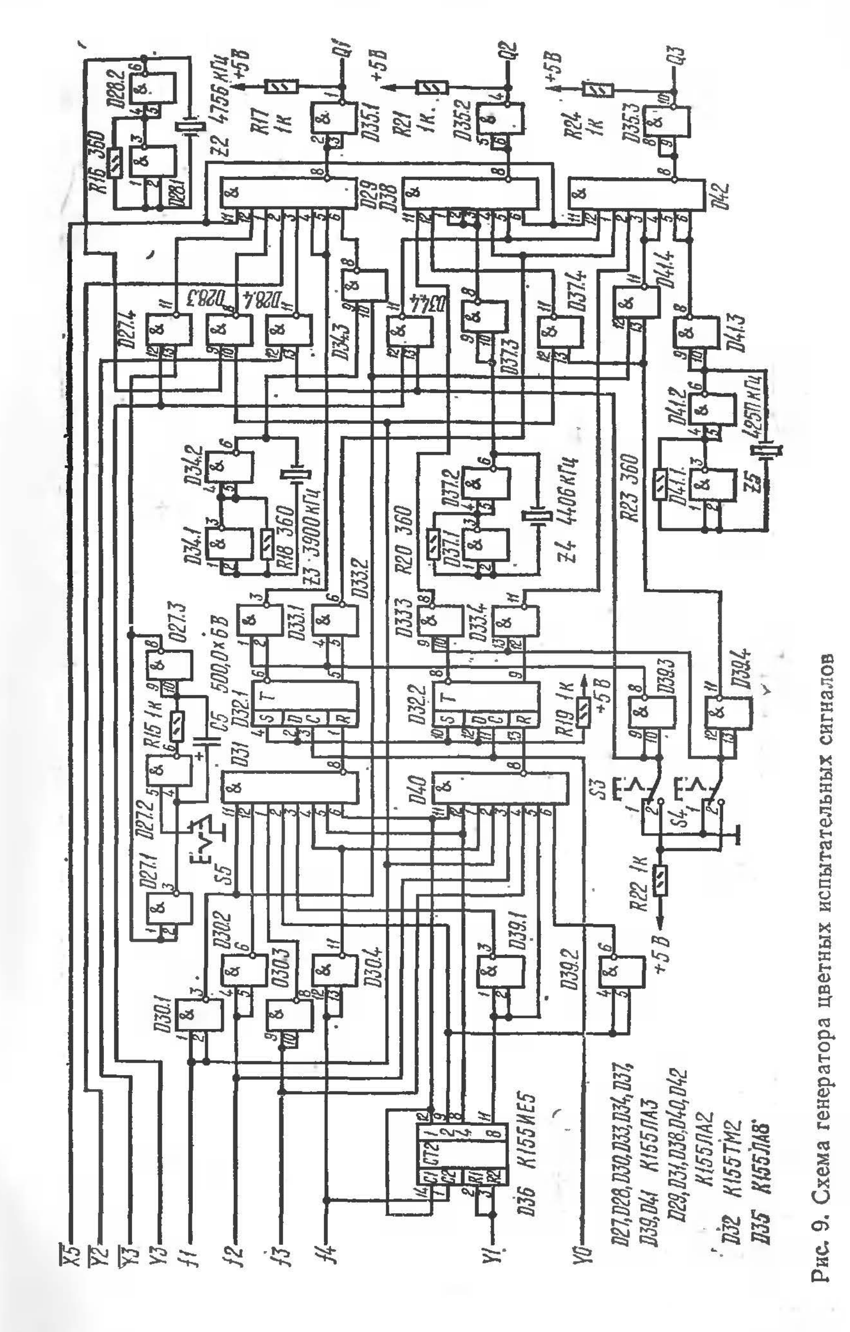


Рис. 9. Схема генератора цветных испытательных сигналов

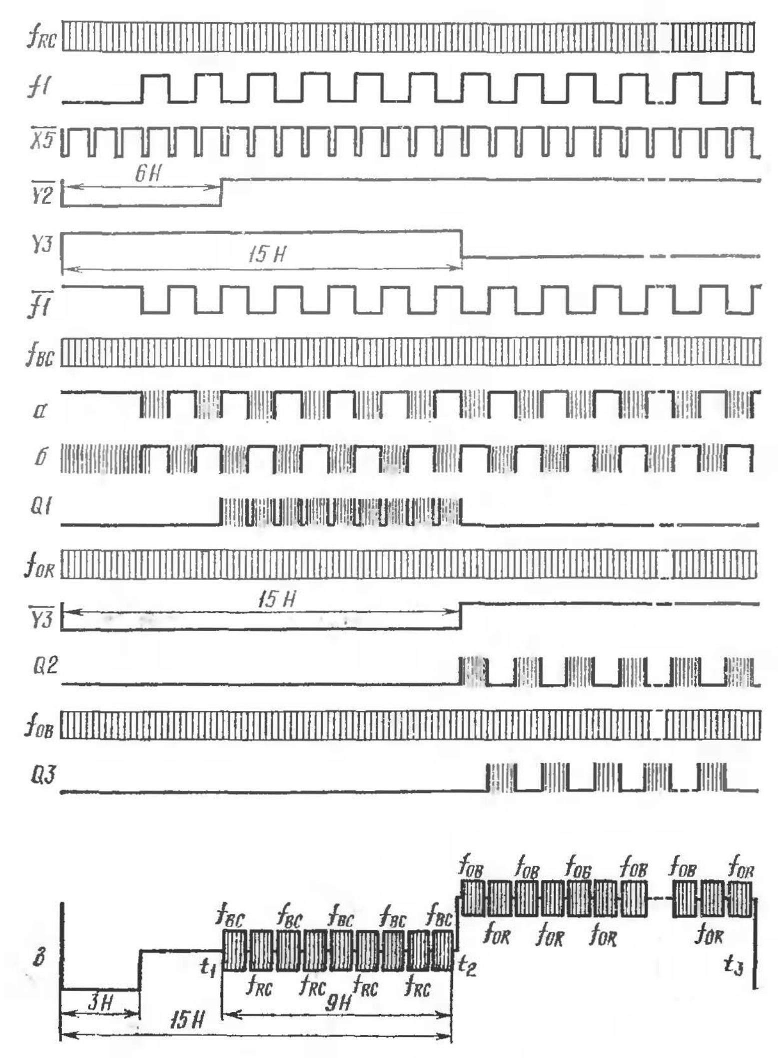


Рис. 10. Формирование сигнала «Нуль дискриминаторов»:

f_{RC}, f_{BC}, f_{OR}, f_{OB} — поднесущие частоты; $f1$, $\overline{f1}$ — импульсы полустрочной частоты; $\overline{X5}$ — строчные гасящие импульсы; $\overline{Y2}$, $Y3$ — импульсы частоты полей длительностью 6 и 15 строк; *а* — чересстрочные пакеты f_{RC}; *б* — чересстрочные пакеты f_{BC}; *Q1*, *Q2*, *Q3* — выходные сигналы; *в* — полный цветовой сигнал «Нуль дискриминаторов»

f_{OB} и f_{OR}. При установке переключателя *S3* в положение *2*, а переключателя *S4.1* в положение *1*, через ключевые элементы блока коммутации проходят коммутирующие импульсы, необходимые для формирования сигнала «нуль дискриминаторов».

Чересстрочная передача высокочастотных пакетов (*а* и *б* на рис. 10) цветовой синхронизации обеспечивается поочередным подключением генераторов f_{BC}, f_{RC} к элементу *D29* блока коммутации через ключевые элементы *D28.3*, *D34.3*, которые управляются импульсами полустрочной частоты ($f1$, $\overline{f1}$ на рис. 10). Появление девяти пакетов (*Q1* на рис. 10) обеспечивается подачей на микросхему *D29* блока коммутации разнополярных импульсов длительностью 6 и 15 строк ($\overline{Y2}$, *Y3* на рис. 10) частоты полей. Промежутки между высокочастотными пакетами получаются благодаря подачи на микросхемы *D29*, *D38* и *D42* гасящих импульсов строк ($\overline{X5}$ на рис. 10). Чередующиеся высокочастотные пакеты цветовых поднесущих f_{OR}, f_{OB} создают микросхемы *D38* и *D42* блока коммутации.

Генератор f_{OR} через развязывающий элемент подключен к микросхеме *D38*, а генератор f_{OB} — к микросхеме *D42*. Для чересстрочного чередования пакетов на эти же микросхемы через ключевые элементы *D37.4* и *D41.4* подаются разнополярные импульсы полустрочной частоты $f1$, $\overline{f1}$. Для того чтобы пакеты цветовых поднесущих следовали во время развертки активной части поля, на микросхемы *D38* и *D42* через ключевой элемент *D34.4* подаются импульсы ($\overline{Y3}$ на рис. 10) длительностью 15 строк (гасящие кадровые импульсы).

Выходные сигналы инверторов *D35.1*, *D35.2*, *D35.3* (*Q1*, *Q2*, *Q3* на рис. 10) суммируются резистивным сумматором выходных сигналов (*R25...R27* и *R29* на рис. 13). С эмиттерного повторителя *V1* (см. рис. 13) снимается сформированный сигнал цветности, который, суммируясь с телевизионным сигналом «Равномерно светящееся поле», образует на выходе генератора полный цветовой сигнал «Нуль дискриминаторов» (*в* на рис. 10).

Автоматическое устройство, обеспечивающее визуальную проверку настройки дискриминаторов и надежность работы блока опознавания цвета, каждые полсекунды прерывает процесс формирования сигналов цветовой синхронизации. И если дискриминаторы приемника расстроены, то чередующиеся включение и выключение каналов цветности в эти промежутки времени сопровождаются окрашиванием экрана кинескопа. И наоборот, при точной настройке

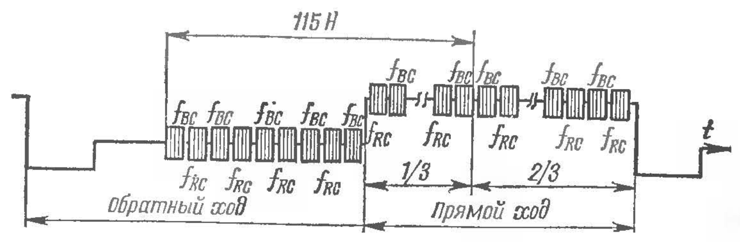


Рис. 11. Полный цветовой сигнал «Опознавание цвета»

дискриминаторов экран в процессе проверки сохраняет белое свечение. Устройство образуют генератор секундных импульсов, собранный на микросхеме *D27*, и входящий в нее ключевой элемент *D27.4* (см. рис. 9). При разомкнутых контактах переключателя *S5* секундные импульсы через каждые полсекунды открывают ключевой элемент *D27.4*, он пропускает выключающие импульсы длительностью 15 строк на коммутирующий элемент *D29* и тем самым исключает пакеты цветовой синхронизации из испытательных сигналов.

Сигнал «Опознавание цвета» формируется так же, как сигнал «Нуль дискриминаторов». Но сигналы опознавания цвета (f_{BC}=3,900 МГц и f_{RC}=4,756 МГц) передаются в течение ста пятнадцати строк (рис. 11). По окончании действия обратного хода вертикальной развертки сигналы цветовой синхронизации продолжают следовать, занимая около третьей части прямого хода.

В телевизоре сигнал f_{BC} поступает в «синий» канал, а сигнал f_{RC} — в «красный». После их демодуляции на выходах «синего» и «красного» каналов возникают напряжения $-U_{B-Y}$ и $-U_{R-Y}$, которые закрывают «красную» и «синюю» пушки кинескопа. На выходе же «зеленого» канала появляется сигнал U_{G-Y}, который формируется в положительной полярности, открывающей пушку этого канала. Поэтому-то верхняя треть экрана кинескопа окрашивается в зеленый цвет.

При формировании сигнала «Опознавание цвета» блок автоматического выключения каналов цветовой синхронизации продолжает работать. Прерываемая передача сигналов цветовой синхронизации вызывает синхронное включение и выключение канала цветности проверяемого телевизора. Наблюдая за ритмом периодического окрашивания верхней части экрана кинескопа в зеленый цвет, судят о надежности работы самого блока опознавания цвета.

Для создания сигнала «Опознавание цвета» на микросхемы *D29*, *D38*, *D42* блока коммутации вместо импульсов

длительностью 15 строк подают импульсы длительностью 115 строк. Осуществляется это ключевыми элементами *D33.1*, *D33.2*, *D28.4* и *D34.4* при установке переключающих контактов *S3* и *S4* в положение *1*.

Сигнал «Горизонтальные цветные полосы» (график *д* на рис. 12) образуют три составляющих. Первая из них длительностью 115 строк, напоминающая сигнал «Опознавание цвета», окрашивает верхнюю треть экрана телевизора в зеленый цвет. Во время второй составляющей (вторая треть графика *д*) передаются строки цветовых поднесущих f_{OR}, которые, воздействуя на «красный» канал, воспроизводят в средней части экрана красную горизонтальную полосу. Во время действия третьей составляющей (последняя треть графика *д*) передаются строки цветовых поднесущих f_{OB}, которые после демодуляции и усиления в приемнике открывают «синюю» пушку кинескопа, окрашивая нижнюю часть экрана в синий цвет.

Для формирования сигнала «Горизонтальные цветные полосы» переключающий контакт *S3* надо устанавливать в положение *1*, а контакт *S4* в положение *2* (см. рис. 9). При этом элементы *D33.1*, *D33.2*, *D33.3*, *D33.4* откроются, а *D28.4*, *D34.4*, *D37.4*, *D41.4* закроются. На коммутирующую микросхему *D29* будут подаваться те же сигналы, что и при формировании сигнала «Опознавание цвета», и с выхода инвертора *D35.1* снимается первая часть сигнала «Горизонтальные цветные полосы» (*Q1* на рис. 12). На коммутирующую микросхему *D38* будут подаваться сигналы: гасящие импульсы строк, цветовой поднесущей f_{OR}, импульсы длительностью 115 строк — через элемент *D33.2* и импульсы длительностью 218 строк — через элемент *D33.3* ($\overline{X5}$, f_{OR}, $\overline{a}$, *г* на рис. 12). В результате на выходе инвертора *D35.2* появляется вторая треть сигнала «Горизонтальные цветные полосы» (*Q2* на рис. 12). Третья часть сигнала (*Q3*), снимаемая с инвертора *D35.2*, формируется микросхемой *D42* при подаче на нее гасящих импульсов строк, цветовой поднесущей f_{OB} и (через элемент *D33.4*) импульсов длительностью 218 строк ($\overline{X5}$, f_{OB}, *г* на рис. 12). Формирование полного цветового сигнала «Горизонтальные цветные полосы» происходит так же, как сигнала «Нуль дискриминаторов».

Формирование выходных сигналов — заключительный этап формирования испытательных сигналов. К этим сигналам относятся полный телевизионный сигнал «Равномерно светящееся поле», состоящий из смеси гасящих и синхронизирующих импульсов, частоты строк и частоты полей; полные телевизионные сигналы «Сетчатое поле» и «Шкала

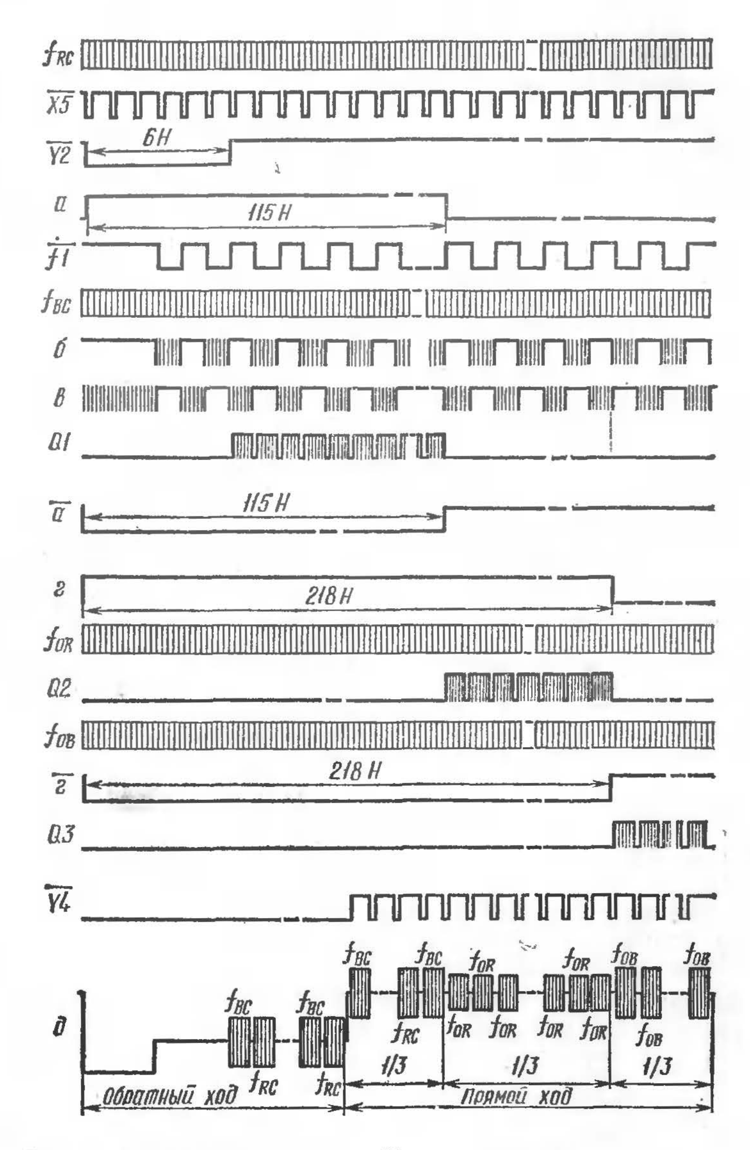


Рис. 12. Формирование сигнала «Цветные полосы»:

f_{RC}, f_{BC}, f_{OR}, f_{OB} — поднесущие частоты; $\overline{X5}$ — строчные гасящиеимпульсы; $\overline{Y2}$, *а*, $\overline{а}$, *г*, $\overline{г}$ — импульсы частоты полей длительностью 6, 115, 218 строк; $\overline{f1}$ — импульсы полустрочной частоты; *б*, *в* — чересстрочные импульсы f_{RC}, f_{BC}; *Q1*, *Q2*, *Q3* — выходные сигналы; *д* — сигнал «Цветные полосы»

серого», слагающиеся из сигналов яркости и синхронизации приемника; полный цветовой телевизионный сигнал «Цветные полосы», в который входят сигналы яркости, цветности и цветовой синхронизации.

Процесс формирования выходных сигналов генератора рассмотрим на примере одного из них — сигнала «Равномерно светящееся поле». Как уже говорилось, составляющие этого сигнала, т. е. смесь гасящих ($\overline{Y4}$) и смесь синхронизирующих ($\overline{Y5}$) импульсов в отрицательной полярности подаются в сумматор выходных сигналов (рис. 13). На базу транзистора *V2* сумматора смесь синхроимпульсов поступает через резистор *R31* и конденсатор *C7*, а смесь гасящих импульсов — через резистор *R32*, переключатель *S6* и конденсатор *C9*. Резисторы *R25...R29* и *R31...R36* в базовых цепях транзисторов *V1* и *V2* образуют резистивные сумматоры.

Гасящие импульсы и импульсы синхронизации суммируются на резисторе *R36*, в результате чего на эмиттере транзистора *V2* возникает сигнал «Равномерно светящееся поле».

Форма одной строки такого сигнала показана на рис. 14. Требуемый сдвиг по времени между фронтами гасящего и синхронизирующего импульсов частоты строк достигается за счет запаздывания (на 2 мкс) процесса формирования строчных синхронизирующих импульсов относительно момента начала формирования гасящих импульсов частоты строк.

С движка переменного резистора *R37*, являющегося нагрузкой транзистора *V2*, сигнал через конденсатор *C10* поступает на базу транзистора *V3* усилительного каскада

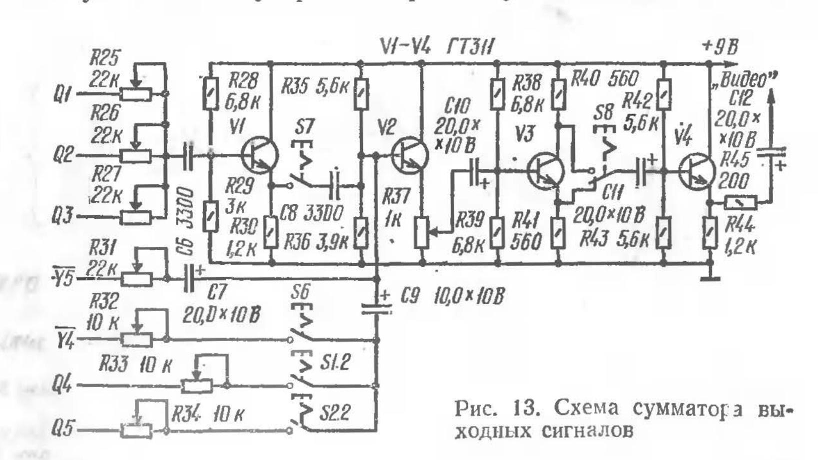


Рис. 13. Схема сумматора выходных сигналов

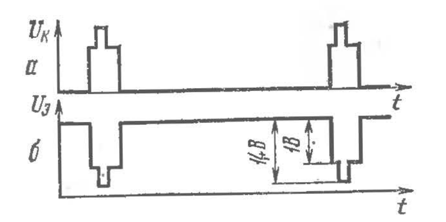


Рис. 14. Форма и полярность сигнала «Равномерно светящееся поле» на выходе каскада с разделенной нагрузкой:
а — на коллекторе; *б* — на эмиттере

с разделенной нагрузкой (*R40* — в коллекторной цепи и *R41* — в эмиттерной цепи). В результате на выходах каскада возникают два сигнала противоположной полярности (*а* и *б* на рис. 14). Тот из них, который выбран переключателем *S8*, через конденсатор *C11* поступает на базу транзистора *V4*, включенного эмиттерным повторителем, а от него — к выходному гнезду прибора.

Формирование разнополярных сигналов вызвано тем, что разные телевизоры имеют неодинаковое число каскадов в усилителях изображения. И если не удается подобрать требуемую полярность испытательного сигнала, то на экране кинескопа изображение будет искажаться и нарушится синхронизация разверток. Каскад с разделенной нагрузкой, кроме того, придает генератору испытательных сигналов универсальность.

Блок питания (рис. 15) образуют трансформатор *T1* и два двухполупериодных выпрямителя со стабилизаторами напряжений +5 и +9 В. Стабилизатор напряжения +5 В имеет защиту от перегрузок.

В описываемом устройстве функцию трансформатора питания выполняет выходной трансформатор кадровой развертки ТВК-110ЛМ-К. Подобный трансформатор можно выполнить на магнитопроводе ШЛ16×25. Его обмотка *I* должна содержать 2240 витков провода ПЭВ-1 0,13, обмот-

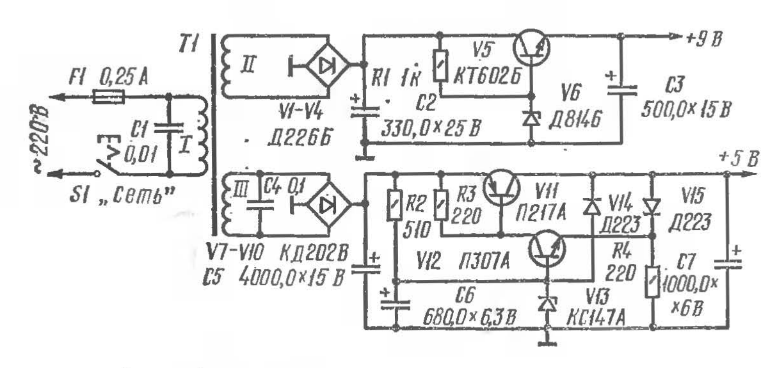


Рис. 15. Схема блока питания

ка *II* — 224 витка такого же провода, обмотка *III* — 95 витков провода ПЭВ-1 0,59.

Конструкция и монтаж генератора телевизионных сигналов во многом зависят от наличия деталей, возможностей и, конечно, практического опыта радиолюбителя.

При заведомо исправных элементах и правильном монтаже такие узлы и блоки, как формирователь исходных частот, генератор сигнала «Равномерно светящееся поле», генератор цветных испытательных сигналов, в настройке и регулировке не нуждаются. Надо только проверить цепи питания и, пользуясь осциллографом, формы сигналов на выходах блоков.

В генераторе сигнала «Сетчатое поле» (см. рис. 6) подбором конденсатора *C2* устанавливают необходимую толщину вертикальных линий, а в генераторе сигнала «Градация серого» (см. рис. 7) подбором конденсатора *C3* — ширину вертикальных полос. Эти настройки контролируют визуально с помощью исправного телевизора. Резисторы *R12*, *R13* и *R14* (см. рис. 7) в генераторе «Градация серого» подбирают так, чтобы в точке их соединения сигнал имел ступенчатую форму (см. *и* на рис. 8).

В сумматоре выходных сигналов (см. рис. 13) амплитуды сигналов регулируют переменными резисторами *R25*... *R27*, *R7*...*R31*...*R34* и *R37*. Делают это с помощью осциллографа, подключенного к эмиттеру транзистора *V2*. На экране осциллографа воспроизводят изображение сигнала «Равномерно светящееся поле», и резисторами *R31* и *R32* устанавливают размах гасящих импульсов, равный 70 % общего размаха сигнала. Затем, воспроизводя на экране осциллографа поочередно сигналы «Сетчатое поле» и «Градация серого», резисторами *R31* и *R34* устанавливают такой же размах между уровнем белого и уровнем черного, что и размах гасящих импульсов в сигнале «Равномерно светящееся поле». После этого, подключив осциллограф к гнезду «Видео» (сумматора выходных сигналов), измеряют размах сигнала.

По техническим условиям проверки телевизоров размах испытательного сигнала (от уровня белого до уровня черного) на выходе генератора должен быть равен 1 В (см. *б* на рис. 12). Такой размах выходного сигнала устанавливают резистором *R37* (см. рис. 13).

При настройке сигналов цветности осциллограф подключают к эмиттеру транзистора *V1* и переменными резисторами *R1*...*R3* устанавливают размах цветовых поднесущих f_{BC}, f_{RC} — 0,5 В; f_{OB} — 0,33 В; f_{OR} — 0,26 В.

ЛИТЕРАТУРА

Булыч В. И. Цветное телевидение.— М. : ДОСААФ, 1975.

Ельяшкевич С. А. Отыскание неисправностей и настройка цветных телевизоров.— М. : Энергия, 1972.

Ельяшкевич С. А., Кишиневский С. Э. Унифицированные цветные телевизоры II класса.— 2-е изд. перераб. и доп.— М. : Связь, 1977.

Казиник М. Л., Макеев Г. М., Сафрошин Н. А. Основы телевидения.— М. : Высшая школа, 1973.

Тихомиров В. С. Видеоустройства приемника цветного телевидения.— М. : Энергия, 1979.

Фомин Н. Справочник по эксплуатации цветных телевизоров.— Одесса : Маяк, 1978.

ЦИФРОВАЯ ТЕХНИКА

ЦИФРОВОЙ ТЕРМОМЕТР

Э. Медякова

Цифровой термометр, схема которого показана на рис. 1, позволяет измерять температуру воздуха в помещениях в пределах от +5 до +40 °С с погрешностью ±0,2 °С.

Работа прибора построена на принципе преобразования температуры в частоту с последующим измерением частоты при помощи специализированного цифрового частотомера. В качестве датчика измерительного преобразователя температура — частота используется транзистор ГТ308Б (*V1*), включенный диодом. На операционном усилителе К153УД2 (*A1*) построен интегратор с интегрирующей цепью *R2C2*. Напряжение на движке переменного резистора *R2*, включенного потенциометром, интегрируется до момента открывания однопереходного транзистора *V2* с *p*-базой, через который разряжается конденсатор *C2*. Напряжение на выходе параметрического стабилизатора напряжения *V3R7* задает порог открывания транзистора *V2* и рабочий ток датчика температуры около 1 мА. С изменением температуры происходят изменения падения напряжения на датчике, что определяет напряжение на неинвертирующем входе операционного усилителя *A1*. Каскад на транзисторе *V4* служит для нормирования уровней выходных импульсов в соответствии с уровнями логических 1 и 0 микросхем серии К155.

Генератор стабильной частоты 100 кГц цифрового частотомера построен по типовой схеме на трех элементах *D1.1...D1.3*, замкнутых в кольцо, и резонаторе *B1*.

Блок делителей частоты, образованный микросхемами *D5...D9*, осуществляет деление частоты на 10. Таким обра-

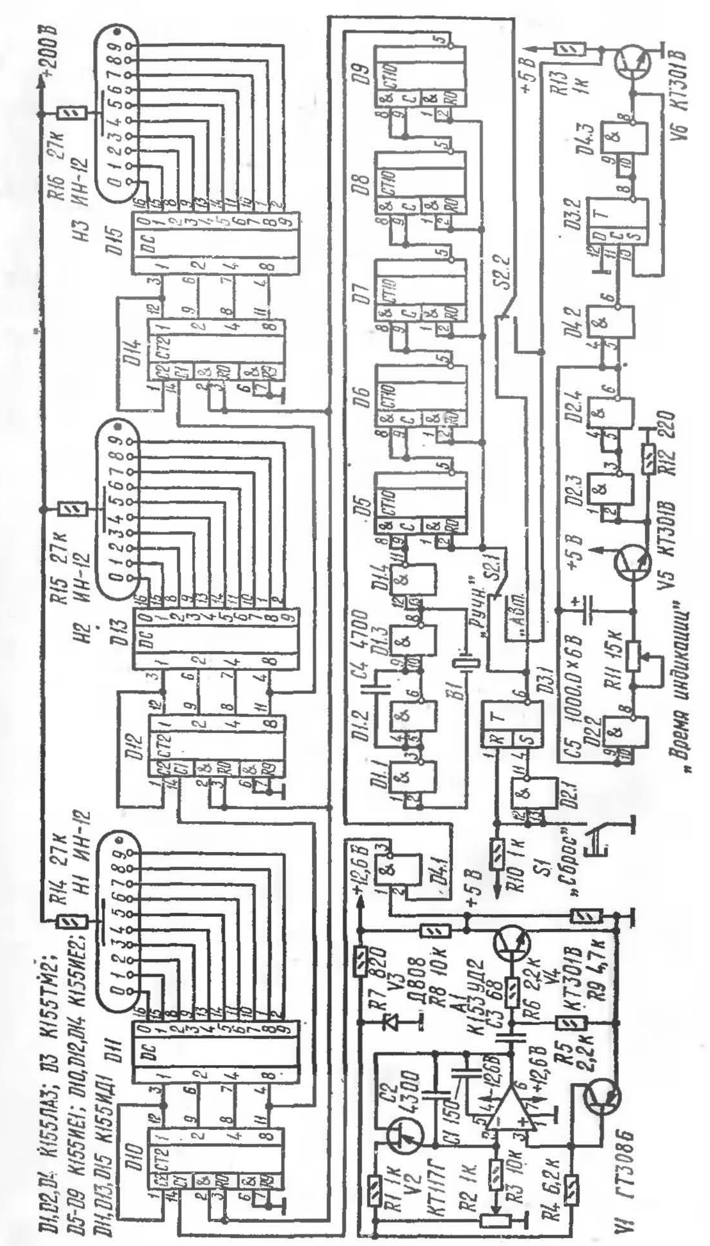


Рис. 1. Схема термометра

зом, на выходе микросхемы *D9* образуется временной интервал длительностью 1 с, открывающий на это время временной селектор, построенный на элементе *D4.1*. С выхода временного селектора импульсы частоты, несущей информацию о температуре, поступают на цифровое отсчетное устройство, которое включает счетчики *D10*, *D12*, *D14* (микросхемы К155ИЕ2), дешифраторы *D11*, *D13*, *D15* (микросхемы К155ИД1) и цифровые индикаторы *H1*—*H3* (ИН-12).

Цифровой термометр может работать в ручном и автоматическом режимах. В режиме «Ручн.» при нажатии кнопки *S1* «Сброс» на вход *1* элемента *D3.1* (*RS*-триггер) поступает логический 0, а на вход *4* — логическая 1, вследствие чего на выходе *6* элемента *D3.1* образуется уровень логической 1, поступающий через переключатель *S2.1* на входы счетчиков *D5...D9* и через переключатель *S2.2* на входы *R* счетчиков *D10*, *D12*, *D14*.

В режиме «Авт.» сигнал сброса, формируемый генератором, построенным на элементах *D2.2*, *D2.3*, *D2.4* по схеме автоколебательного мультивибратора с времязадающей цепью *R11C5*, инвертируется элементом *D4.2* и поступает на дифференцирующую цепь, построенную на элементах *D3.2* и *D4.3*. Каскад на транзисторе *V5*, включенном эмиттерным повторителем, является согласующим. С выхода

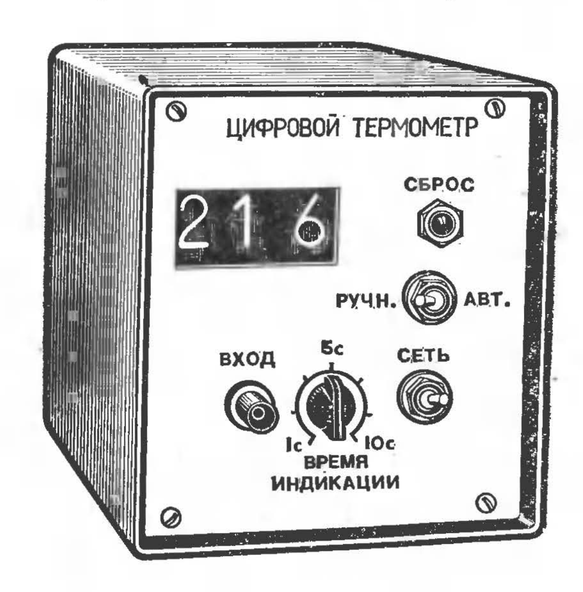


Рис. 2. Внешний вид цифрового термометра

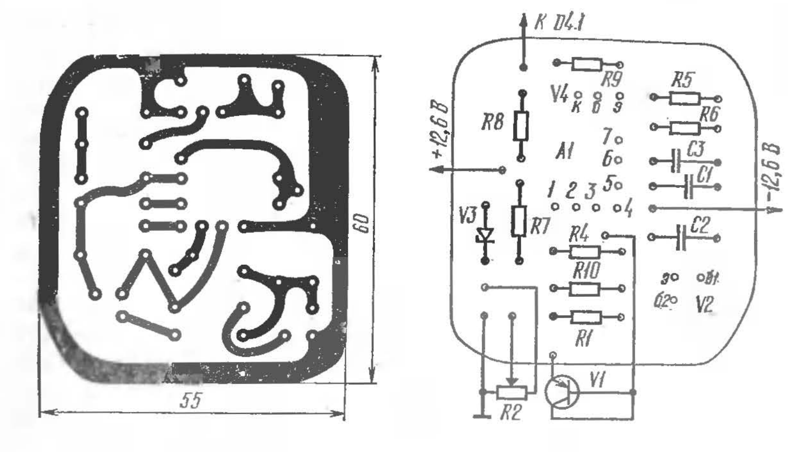


Рис. 3. Плата измерительного блока:
а — печатный монтаж; *б* — расположение элементов

дифференцирующей цепи сигнал сброса поступает на инвертирующий усилитель на транзисторе *V6*, снимается с его коллекторной нагрузки *R13* и далее поступает (через переключатель *S2.2*) на входы *R* счетчиков. Время индикации может регулироваться в пределах 1...10 с переменным резистором *R11*.

Для питания термометра использован сетевой блок, описанный С. Бирюковым в статье «Блок питания цифрового частотомера», опубликованной в журнале «Радио» № 12 за 1981 год.

Термометр выполнен в виде малогабаритного цифрового прибора (рис. 2). На передней панели смонтированы цифровые индикаторы *H1...H3*, коаксиальный разъем («Вход») для подключения датчика температуры, переключатель *S2* «Ручн.— Авт.», кнопка *S1* «Сброс» счетчиков в ручном режиме работы, выключатель питания «Сеть» и регулятор *R11* «Время индикации». Датчик температуры (*V1*), смонтированный на конце коаксиального кабеля длиной до 1 м, может быть помещен в любой части помещения, где надо измерить температуру.

Детали цифрового термометра размещены на трех печатных платах. На одной из них смонтированы детали измерительной части (рис. 3), на второй — детали цифровой части, на третьей — детали блока питания (по статье в «Радио»). Все постоянные резисторы типа МЛТ-0,125, переменный резистор *R2* — СП5-3, *R11* — СПО-0,125; конденсаторы типов КСО и К50-3 (*C5*).

Для калибровки термометра датчик температуры следует поместить в среду с температурой +40 °С и переменным резистором *R2* установить показание цифрового табло, равное 400 Гц. При этом на выходе измерительного блока (коллектор транзистора *V4*) частота численно будет в 10 раз больше значения температуры. Например, при температуре +14,5 °С частотомер покажет 145 Гц. Калибровку термометра следует провести еще в двух-трех точках, соответствующих нескольким значениям измеряемых температур.

Цифровая часть практически не требует настройки.

Используемые в термометре микросхемы серии К155 могут быть заменены аналогичными микросхемами К133. В качестве датчика температуры возможно применение транзисторов ГТ309 и ГТ310 с буквенными индексами Б, Г, Е.

РАДИОЛЮБИТЕЛЮ-КОНСТРУКТОРУ

ГЕНЕРАТОРЫ НА МИКРОСХЕМЕ К122УН1

А. Аристов

Двухкаскадный усилитель, первый транзистор которого включен по схеме ОБ, а второй по схеме ОК, обладает рядом свойств, позволяющих легко превращать его в генератор. Он имеет значительное усиление как по напряжению, так и по току, низкое входное и выходное сопротивления, фаза его выходного сигнала совпадает с фазой входного. Чтобы он стал генератором, надо лишь соединить его выход со входом каким-либо реактивным сопротивлением, которое и будет в основном определять частоту выходного сигнала генератора.

Подобные генераторы можно строить на базе интегральной микросхемы К122УН1 (К1УС221) или ее полного аналога К118УН1 (К1УС181). Упрощенная схема микросхемы К122УН1 изображена на рис. 1. На ней не показаны элементы структуры микросхемы и выводы, которые не будут использованы в описываемых здесь генераторах. Через резистор *R3* оба каскада усилителя охвачены глубокой отрицательной обратной связью по постоянному току, поэтому нестандартное включение микросхемы не изменяет ни коллекторных токов транзисторов *V1* и *V2*, ни стабильности этих токов по сравнению с паспортными, что многократно проверено опытным путем. Отрицательная обратная связь

по переменному току через резистор *R3* осуществляться не будет, так как в генераторах база транзистора *V1* (вывод *4*) соединяется с общим проводом (вывод *1*) через конденсатор. Минимальная емкость такого конденсатора для колебаний частотой 1000 Гц рекомендуется около 1 мкФ. Для генераторов колебаний более низких или более высоких частот его емкость нужно пропорционально увеличить или, соответственно, уменьшить. Если генератор должен работать как на низких, так и на высоких частотах, то такой конденсатор следует составить из электролитического конденсатора, рассчитанного на минимальную частоту, и безындукционного конденсатора емкостью 0,01... 0,1 мкФ, соединив их параллельно.

Вместо микросхемы К122УН1Б, указанной на схемах описываемых генераторов, можно использовать другие микросхемы этой группы с любыми буквенными индексами. Необходимо только питать их напряжением, не превышающим указанного в паспорте на микросхему, и иметь в виду значительное различие коэффициентов усиления разных экземпляров, от чего могут зависеть параметры некоторых деталей генераторов. Описываемые генераторы работоспособны при снижении напряжения источника питания до 1...2 В. Амплитуда (двойной размах) выходных сигналов генераторов на выводе *11* составляет около половины напряжения питания и изменяется примерно пропорционально его изменениям, что можно использовать для амплитудной модуляции сигналов.

Наиболее простой генератор получается при включении в цепь положительной обратной связи конденсатора *С2* (рис. 2), который может быть электролитическим (на схеме указана полярность его включения). Его минималь-

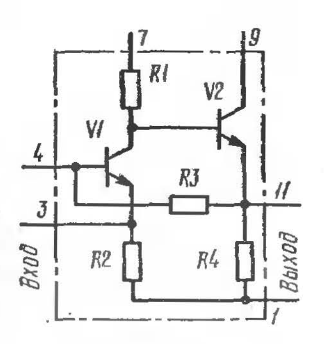


Рис. 1. Микросхема К122УН1

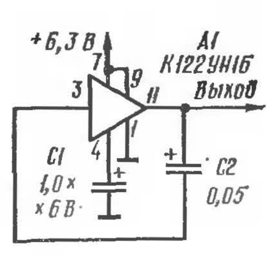


Рис. 2. Схема простейшего генератора

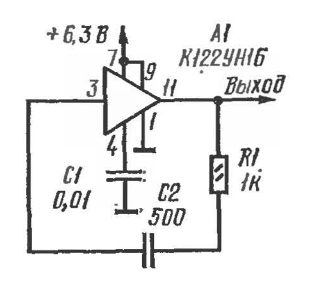


Рис. 3. Схема генератора колебаний, близких по форме к прямоугольным

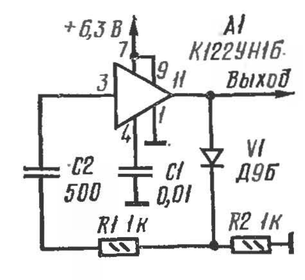


Рис. 4. Схема генератора прямоугольных импульсов с крутыми фронтами

ная емкость, при которой сохраняется возбуждение генератора, около 500 пФ. Частота выходных импульсов почти обратно пропорциональна емкости этого конденсатора и равна примерно 1000 Гц (при указанной на схеме емкости), а форма близка к пилообразной со спадом по экспоненте. При частоте меньше 100 Гц форма импульсов постепенно переходит в прямоугольную при 1 Гц. Скважность импульсов в это же время меняется примерно от 2 до 10.

Значительно расширить диапазон генерируемых частот и улучшить форму сигнала можно включением последовательно с конденсатором обратной связи *C2* резистора *R1* (рис. 3). Такой генератор способен вырабатывать сигнал с частотой 2...6 МГц. Форма выходных импульсов — прямоугольная с большими искажениями. Подбором резистора *R1* можно в несколько раз изменить частоту и одновременно скважность импульсов. Как показал опыт, зависимость параметров выходных импульсов от используемых деталей довольно сложная, поэтому подбирать их приходится экспериментально в каждом отдельном случае. С номиналами конденсаторов и резистора, указанными на рис. 3, генератор вырабатывает колебания, близкие к прямоугольным, частотой около 200 кГц и скважностью около 2.

Сделать форму выходных импульсов генератора прямоугольной с крутыми фронтами можно (небольшие искажения все же останутся), если в цепь положительной обратной связи включить еще цепочку из диода *V1* и резистора *R2*, как показано на рис. 4. При этом частота выходных импульсов по сравнению с предыдущим вариантом генератора уменьшится в 2...4 раза.

Весьма надежно работает генератор с кварцевым резонатором в цепи положительной обратной связи (рис. 5). В экспериментах он возбуждался со всеми имеющимися в нашем распоряжении резонаторами — на частоты от 0,1 до 13,5 МГц. Форма выходного сигнала — сильно ограниченная с обеих сторон синусоида. В таком генераторе кварцевый резонатор работает в наиболее стабильном режиме последовательного резонанса (надо, однако, отметить, что встречаются, правда, редко, типы резонаторов, которые не возбуждаются на частоте последовательного резонанса, и с ними генератор, естественно, не получится).

Генератор с кварцевым резонатором позволяет плавно изменять частоту выходного сигнала в небольшом диапазоне обычными способами. Проще всего это можно делать с помощью подстроечного конденсатора, включенного последовательно с кварцевым резонатором. В качестве резонатора *B1* можно применить пьезокерамический фильтр на частоту 465 кГц, используемый для радиовещательных приемников. Включают его двумя любыми выводами (из трех имеющихся), добиваясь частоты генератора, близкой к необходимой. Некоторые из пьезокерамических фильтров можно разобрать и извлечь из них отдельные диски-пьезорезонаторы, которые также могут работать в описываемом генераторе. Диск можно обточить по окружности и тем самым увеличить его резонансную частоту на несколько десятков килогерц. Стабильность генератора с таким резонатором меньше, чем с кварцевым, но все же приемлема для использования в спортивной радиоаппаратуре.

Генератор, схема которого приведена на рис. 6, возбуждается на резонансной частоте последовательного колебательного контура *L1C2* — от нескольких герц до нескольких мегагерц. Добротность контура должна быть не менее 30. На выходе *1* генератора получаются сильно искаженные прямоугольные импульсы со скважностью около 2, на выходе *3* — синусоидальные колебания, напря-

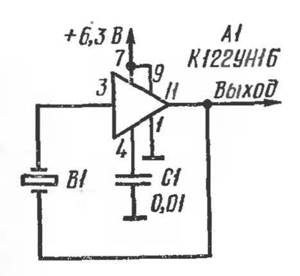


Рис. 5. Генератор с кварцевым резонатором

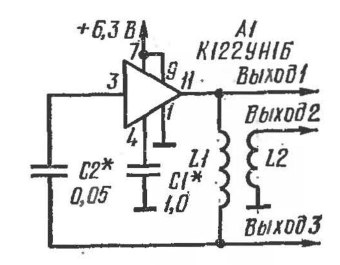


Рис. 6. Схема генератора с колебательным контуром

жение которых сильно зависит от добротности контура и может в несколько раз превышать напряжение питания. Однако нагрузка, подключаемая к выходу *3*, шунтирует контур. Поэтому она должна быть высокоомной — сопротивлением в сотни килоом. Для согласования с более низкоомной нагрузкой необходимо использовать эмиттерный повторитель. Если требуется синусоидальное напряжение небольшого значения, то для согласования с нагрузкой можно использовать и трансформаторную связь с выходом *2* с помощью катушки связи *L2*, число витков в которой должно быть в 10...100 раз меньше, чем в контурной катушке *L1*. Частоту сигнала генератора можно регулировать изменением емкости конденсатора *C2* и индуктивности контурной катушки, а также переключением этих элементов.

По схеме рис. 6 был собран генератор синусоидальных колебаний на частоту 1000 Гц с высокоомным выходом (выход *3* на схеме). Его контурная катушка намотана на ферритовом Ш-образном магнитопроводе от трансформатора блокинг-генератора кадровой развертки телевизоров ТБК-Л-2 проводом ПЭВ-2 0,25 (до заполнения каркаса). Параметры конденсаторов указаны на схеме.

Генератор на микросхеме К122УН1 возбуждается даже в том случае, если в цепь положительной обратной связи включить не реактивное сопротивление, а резистор, как показано на схеме рис. 7. Происходит это из-за одновременного действия частотонезависимой положительной обратной связи через резистор *R1* и частотозависимой отрицательной обратной связи через цепь, образуемую конденсатором *C1* и одним из резисторов микросхемы (*R3* на рис. 1). Форма выходного сигнала — прямоугольные импульсы, частота и скважность которых сильно зависят от конденсатора *C1* и резистора *R1*. С номиналами этих деталей, указанными на схеме, частота генератора соответствует 1000 Гц.

Частота такого генератора обратно пропорциональна емкости конденсатора *C1*. Изменяя сопротивление резистора *R1* примерно от 1 кОм до 5...10 кОм, частоту генератора можно плавно увеличивать не менее чем в 10 раз. При чрезмерно большом сопротивлении резистора *R1* генерация срывается из-за уменьшения положительной обратной связи. Если его сопротивление близко к наибольшему критическому, то наблюдается очень сильная зависимость частоты сигнала генератора от температуры окружающей среды. Такой генератор может служить неплохим датчиком температуры, сигнал которого можно без дополнительных пре-

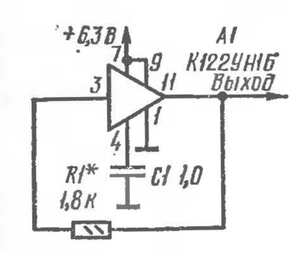


Рис. 7. Схема генератора с резистором в цепи обратной связи

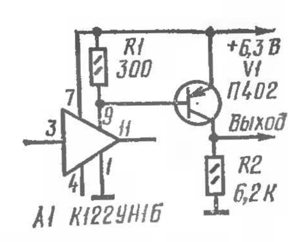


Рис. 8. Схема генератора с дополнительным однотранзисторным каскадом

образований передавать по проводам на большие расстояния. При минимальном сопротивлении резистора *R1* частота генератора мало зависит от температуры и питающего напряжения. Если сопротивление резистора *R1* меньше 500...800 Ом, то колебания генератора срываются.

Улучшить форму выходного сигнала рассмотренных здесь вариантов генератора можно с помощью дополнительного каскада на транзисторе, работающем в ключевом режиме. Схема возможного варианта такого каскада и его соединения с микросхемой изображена на рис. 8. На выходе каскада формируются прямоугольные импульсы с крутыми фронтами и плоской вершиной, амплитуда которых почти равна напряжению питания. Их фаза совпадает с фазой импульсов на выводе *11* микросхемы. Такой каскад удобно использовать, например, с кварцованным генератором (см. рис. 5) в электронных часах на микросхемах.

Все описанные здесь генераторы можно питать от любого источника постоянного тока, напряжение которого не должно более чем на 10...20 % превышать указанное в паспорте на микросхему: 6,3 В — для микросхем с буквенными индексами А и Б; 12,6 В — с индексами В, Г, Д. Стабилизировать напряжение источника питания нужно только в том случае, если от генератора требуется сигнал с повышенной стабильностью частоты или амплитуды.

ИМПУЛЬСНЫЕ УСТРОЙСТВА НА ЦИФРОВЫХ ИМС

С. Андрианов

Цифровые ИМС широко используют при разработке и создании многих импульсных устройств, так как при этом не требуется расчет транзисторных ключей, не надо согласовывать уровни напряжений сигналов при работе этих устройств с однотипной логикой.

Рассмотрим некоторые из таких устройств на основе цифровых ИМС. При анализе их работы все *p-n* переходы будем считать идеальными ключами с пороговым напряжением U_0.

Начнем с устройства задержки фронта импульса [1, 2], являющегося основой всех рассматриваемых далее устройств. На его примере, к тому же, легче всего уяснить особенности работы импульсных устройств на цифровых ИМС.

Схемы устройства показаны на рис. 1, а эпюры напряжений и токов в различных его цепях — на рис. 2 (здесь и далее примеры устройств приводятся применительно к ДТЛ микросхемам серии К217, что не ограничивает общности выводов применительно к ТТЛ микросхемам). В исходном состоянии на вход устройства (рис. 1, *б*) подан сигнал логического 0, т. е. ток i_0 отводится на общий провод через открытый ключ предыдущего элемента. Конденсатор *C1* заряжен до напряжения U_0 открытого диода *V1*. В момент времени t_1 (рис. 2) на вход приходит сигнал логической единицы, что эквивалентно отключению входа устройства от общего провода. Диоды *V1*, *V3* закрываются и отключают источник сигнала от входа устройства.

Теперь ток i_0 заряжает конденсатор *C1* до напряжения $2U_0$. При этом напряжение в точке *b* становится равным $3U_0$. Открываются диоды *V4*, *V5* и транзистор *V6* — на выходе устройства появляется инвертированный задержанный фронт входного импульса.

При прохождении среза вход устройства снова замкнется на общий провод, диоды *V2*, *V4* и *V5* закроются, а конденсатор *C1* за очень короткое время разрядится через диод *V1* до напряжения U_0. Транзистор *V6* закроется, и устройство примет исходное состояние. Чтобы задержка фронта входного импульса была без инверсии, на выходе устройства должен быть инвертор.

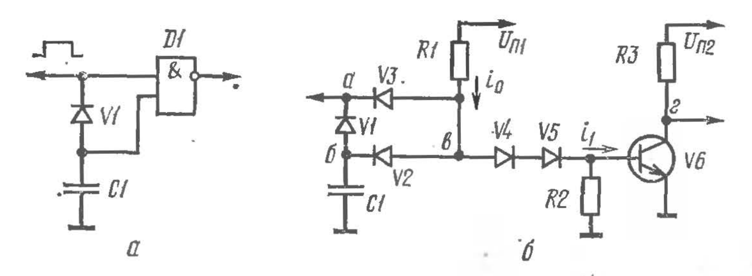


Рис. 1. Функциональная (*а*) и принципиальная (*б*) схемы устройства задержки фронта импульсов

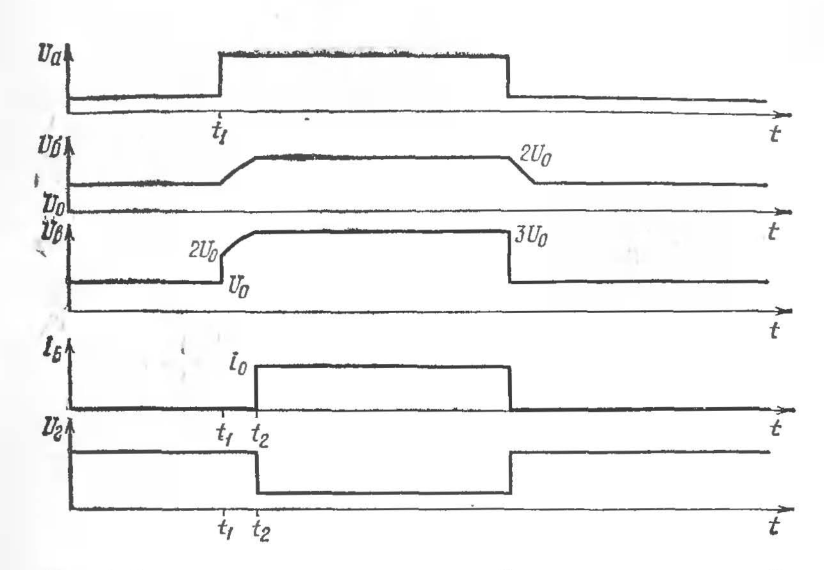


Рис. 2. Временные диаграммы напряжений и токов в цепях устройства задержки фронта импульсов

Устройство задержки среза импульса, схема и временные диаграммы работы которого показаны на рис. 3, отличаются от устройства задержки фронта импульса [1, 2] только тем, что на его вход подается инвертированный сигнал. А так как оно управляется положительным перепадом напряжения, то происходит задержка среза входного импульса.

Следующее импульсное устройство — устройство задержки импульса. Оно по существу представляет собой два каскада задержки фронта. Пройдя через первый каскад, импульс инвертируется с задержкой фронта, второй же каскад работает точно так же, как и в предыдущем устройстве. В результате задержки фронта и среза на одно и то же время поступивший на вход импульс оказывается задержанным во времени с сохранением его прежней длительности.

Схема устройства задержки и временная диаграмма его работы показаны на рис. 4. Недостаток такого устройства заключается в том, что оно обрабатывает импульсы, длительность которых не меньше времени задержки. Этот его недостаток можно устранить, если вслед за устройством задержки среза каскадно включить устройство задержки фронта и выходной сигнал проинвертировать. При этом времена задержки везде должны быть равны. Однако число

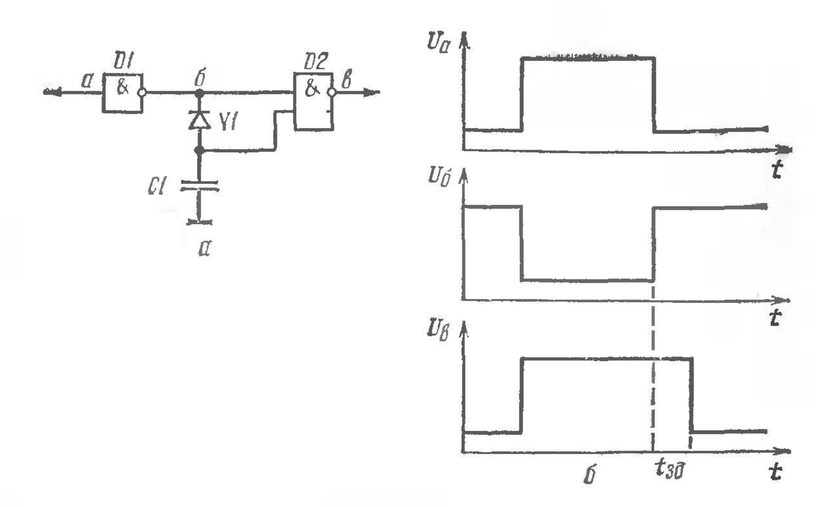


Рис. 3. Устройство задержки среза импульсов:
а — функциональная схема; *б* — временные диаграммы напряжений

логических элементов, а следовательно, паразитная задержка распространения сигнала здесь вдвое больше, чем в предыдущем устройстве.

Эти особенности определяют области использования рассмотренных устройств временной задержки. Второе из

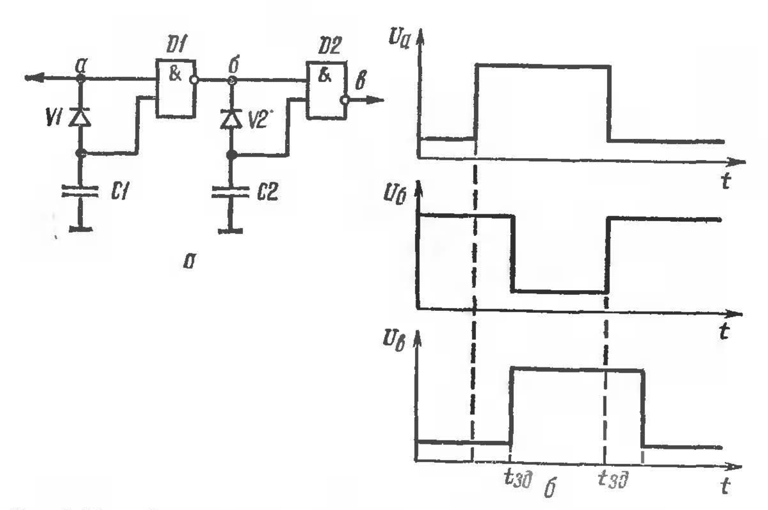


Рис. 4. Устройство временной задержки импульсов:
а — функциональная схема; *б* — временные диаграммы напряжений

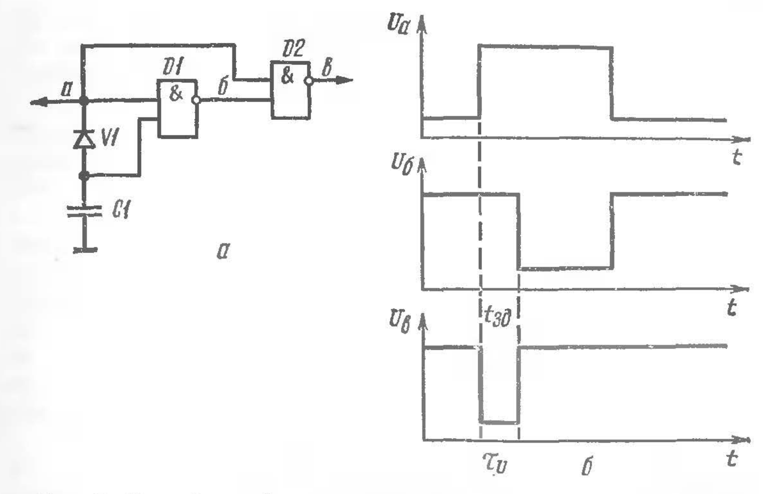


Рис. 5. Устройство формирования импульсов заданной длительности:
а — функциональная схема; *б* — временные диаграммы напряжений

них лучше применять, когда длительность импульса или соотношение длительностей неизвестно.

Формирователь импульсов [1, 2] заданной длительности (рис. 5) состоит из элемента совпадения *D2* (2И-НЕ), на один из входов которого входной импульс подается непосредственно, а на другой — с задержкой фронта и с инверсией. Выходным сигналом является импульс логического нуля, длительность которого равна времени задержки фронта входного импульса.

На основе такого устройства можно сконструировать преобразователь частота-напряжение. Для этого достаточно на выходе его включить интегрирующую цепочку. Принцип работы преобразователя заключается в том, что постоянная составляющая периодического импульсного сигнала обратно пропорциональна скважности (отношению периода к длительности импульса), а, следовательно, при постоянной длительности прямо пропорциональна частоте [3, 4]. Постоянная составляющая импульсного напряжения выделяется интегрирующей цепочкой.

Следующее импульсное устройство — автоколебательный мультивибратор [5], схема которого изображена на рис. 6. Он состоит из двух одинаковых (симметричный случай) формирователей импульсов заданной длительности, собранных на элементах *D1...D4*, диодах *V1*, *V2*, и конденсаторах *C1* и *C2*. Элемент *D5* предназначен для запуска

мультивибратора и установления автоколебательного режима работы после включения питания. Период колебаний определяется суммой длительностей импульсов, формируемых в плечах мультивибратора.

Устройство работает следующим образом. После включения питания, когда конденсаторы *C1* и *C2* еще не заряжены, на выходах плеч мультивибратора наблюдается сигнал логической единицы. Элемент *D5* вырабатывает сигнал логического нуля, т. е. замыкает соответствующий вход элемента *D1* на общий провод. Следовательно, возможность заряжаться получает только конденсатор *C2*. С момента начала зарядки конденсатора *C2* и до конца формирования импульса элементами *D2*, *D4* на выходе элемента *D4* и на соответствующем входе элемента *D1* поддерживается сигнал логического нуля, который не позволяет конденсатору *C1* заряжаться до тех пор, пока не закончится цикл зарядки конденсатора *C2*, и наоборот. Так как теперь на входах элемента *D5* поочередно появляются сигналы логического нуля и единицы в противофазе, то на выходе элемента *D5* все время наблюдается сигнал логической единицы и он практически не оказывает влияния на дальнейшую работу устройства.

Ждущий мультивибратор [1, 2] представляет собой совокупность устройства задержки фронта и *RS*-триггера, состояние которого изменяется логическим нулем (рис. 7). Импульсы запуска, являющиеся сигналами логического нуля, попадают на вход элемента *D2*. В исходном состоянии на выходе этого элемента логический нуль, а на выходе элемента *D3* — единица. Триггер будет находиться в таком состоянии сколь угодно долго, пока не поступит импульс запуска.

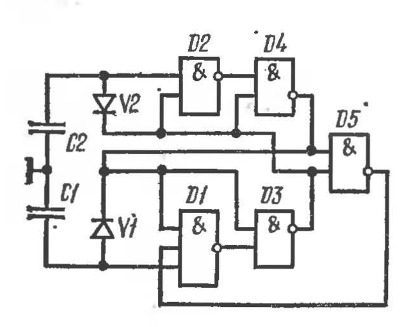


Рис. 6. Функциональная схема автоколебательного мультивибратора

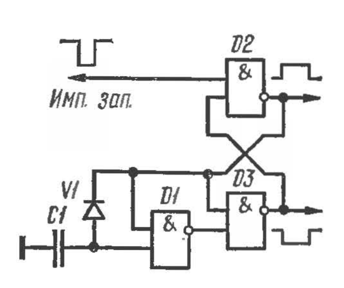


Рис. 7. Функциональная схема ждущего мультивибратора

В момент запуска триггер переключается в другое состояние, и с выхода элемента *D2* на вход устройства задержки фронта, образованного элементом *D1*, диодом *V1* и конденсатором *C1*, приходит сигнал логической единицы. Устройство задержки инвертирует сигнал с задержкой по времени, что обеспечивает обратное переключение триггера и восстановление исходного состояния.

Рассмотренный здесь ждущий мультивибратор имеет два выхода: для импульсов логического нуля — выход элемента *D3*, для импульсов логической единицы — выход элемента *D2*.

Расчет временных характеристик не представляет собой сложности. Анализ переходных процессов в устройстве по схеме рис. 1, *б* для времени задержки фронта $t_{зд}$ дает следующее выражение:

$$t_{зд} = t_2 - t_1 = R_1 C_1 \ln \left(1 - \frac{U_0}{U_{п1}}\right), \qquad (1)$$

где $U_{п1}$ — напряжение питания.

При малом значении отношения $U_0/U_{п1}$ можно воспользоваться приближенной формулой

$$t_{зд} = R_1 C_1 \frac{U_0}{U_{п1}}, \qquad (2)$$

тогда при $U_0 = 0{,}7$ В, $U_{п1} = 6$ В относительная погрешность расчетного времени задержки составит менее 6 %, а при $U_0 = 0{,}7$ В и $U_{п1} = 5$ В — менее 8 %.

Температурная стабилизация рассмотренных импульсных устройств может осуществляться путем задания соответствующей температурной зависимости питающих напряжений смещения так, чтобы скомпенсировать температурный дрейф порогового напряжения *p-n* переходов. Из выражения (1), при учете температурной зависимости только U_0 и $U_{п1}$, получается выражение температурного дрейфа времени задержки:

$$\frac{\Delta t_{зд}}{\Delta T} = R_1 C_1 \frac{U_{п1}}{U_{п1} - U_0} \left(\frac{U_0}{U_{п1}} \frac{\Delta U_{п1}}{\Delta T} - \frac{\Delta U_0}{\Delta T}\right). \qquad (3)$$

Приравняв величину температурного дрейфа времени задержки нулю и решив полученное уравнение относительно температурного дрейфа напряжения источника смещения, в рассматриваемом примере (см. рис. 1, *б*) — $U_{п1}$, получим требуемую зависимость питающего напряжения от температуры, обеспечивающую стабилизацию времени задержки при изменении температуры окружающей среды:

$$\frac{\Delta U_{п1}}{\Delta T} = \frac{U_{п1}}{U_0} \frac{\Delta U_0}{\Delta T}. \qquad (4)$$



Рис. 8. Схема источника напряжения смещения (питания) с температурной зависимостью выходного напряжения для компенсации теплового дрейфа

Рассмотрим теперь расчет источника напряжения с требуемой температурной зависимостью. Для примера возьмем стабилизатор, выполненный по схеме рис. 8. Здесь полевой транзистор *V4* — источник стабильного тока. С коллектора транзистора *V5* снимается образцовое напряжение. На транзисторе *V6* собран усилитель тока. Нагрузкой $R_Н$ являются параллельно соединенные цепи смещения логических элементов, требующих стабилизацию напряжения смещения с определенной температурной зависимостью. Чтобы температурная зависимость выходного напряжения соответствовала необходимым требованиям, должно выполняться соотношение

$$K_{н}=\frac{R_3}{R_2}=0{,}5\left(\frac{U_{пі}}{U_0}+1\right). \qquad (5)$$

Предположим, требуется стабилизировать с описанной здесь температурной зависимостью напряжение смещения у трех логических элементов серии К217. Известно: $U_{пі}=6$ В, $U_0=0{,}7$ В [4], $R1=6$ кОм (получено измерением, см. рис. 1, *б*). По формуле (5) получаем $K_н=4{,}78$. Нагрузка $R_Н$ — это параллельно соединенные три резистора *R1*. Транзистор *V6* может быть КТ603А с коэффициентом $h_{21э}$, равным 10 [6]; входное сопротивление такого эмиттерного повторителя составит около 20 кОм.

Чтобы не учитывать влияние входного сопротивления эмиттерного повторителя *V6*, возьмем резистор *R3* сопротивлением 2,2 кОм, тогда из формулы (5) следует, что сопротивление резистора *R2* должно быть 460 Ом.

Для обеспечения номинального напряжения на выходе стабилизатора с учетом падения напряжения на переходе эмиттер — база транзистора *V6* необходимо, чтобы на резисторе *R3* падало напряжение, равное 6,7 В. Для этого нужно установить ток коллектора транзистора *V5*, равный 3 мА, подав на его базу напряжение смещения 2,1 В. Падение напряжения на диодах *V1...V3* составит 2,1 В, поэтому сопротивление $R1=0$. Можно использовать любые кремниевые диоды, однако лучше всего подойдут диоды

КД503А, через которые потечет стабильный ток стока полевого транзистора *V4*. Наиболее подходящим является транзистор КП302А с начальным током стока $I_{со}=10$ мА [6].

Напряжение питания стабилизатора $U_п$ выбирают настолько большим, чтобы все транзисторы работали в активной области. Для этого необходимо выполнить условие

$$U_п \geqslant кU_{кн}+I_к\ (R_2+R_3), \qquad (6)$$

где $U_{кн}$ — напряжение насыщения транзистора *V5* при заданном $I_к$, к — коэффициент запаса (1,5...2,0).

Для нашего примера $U_п$ должно быть больше 8,13 В. Выберем 9 В. На этом расчет стабилизатора заканчивается.

Управлять временны́ми характеристиками импульсных устройств рассмотренного типа можно путем замыкания части тока i_0 на общий провод. Ток i_1, заряжающий конденсатор *C1*, уменьшается на значение отводимого из точки *b* тока i_2. Тогда, воспользовавшись формулой (2), преобразованной в формулу

$$t_{зд}=\frac{C_1U_0}{i_1}, \qquad (7)$$

где i_1 — ток, заряжающий конденсатор *C1*, получим упрощенное выражение для зависимости времени задержки фронта от тока, замыкаемого на общий провод:

$$t_{зд}=\frac{C_1U_0}{i_0-i_2}. \qquad (8)$$

В устройстве задержки фронта импульса по схеме рис. 9 время задержки управляется напряжением, подаваемым на модулирующий вход. Это напряжение может быть как постоянным (медленно изменяющимся), так и пульсирующим.

Токоотводом служит транзистор *V1*, ток через который определяется управляющим напряжением и номиналами резисторов *R1*, *R2*. Резистор *R1* играет роль ограничителя тока базы транзистора *V1*. Резистор *R2* влияет на линейность модуляционной характеристики и на динамический диапазон управляющих напряжений.

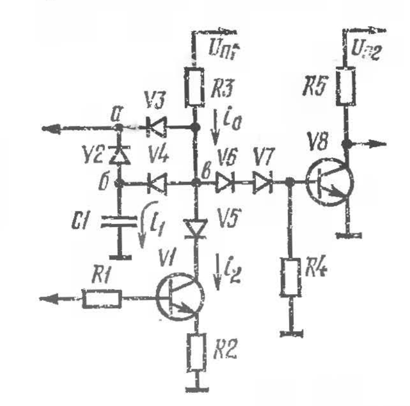


Рис. 9. Схема устройства задержки фронта импульса с модулятором времени задержки

Ток i_1 ограничивается требованием обеспечения работы транзистора *V8* в ключевом режиме. Практически это означает, что

$$i_{1\,макс} = i_0 - i_{бн}. \qquad (9)$$

Здесь $i_{1макс}$ — максимальное значение отводимого тока, $i_{бн}$ — ток насыщения базы транзистора *V8*, равный

$$i_{бн} = \frac{U_{п2}}{R_5 h_{21э}}. \qquad (10)$$

Из формул (9) и (10) определяется максимальное значение отводимого тока:

$$i_{1\,макс} = \frac{U_{п1}}{R_3} - \frac{U_{п2}}{R_5 h_{21э}}. \qquad (11)$$

Для микросхем серии К217 $i_{1макс} = 0{,}86$ мА. По известному значению максимально отводимого тока можно рассчитать токоотвод.

Модуляция управляющим напряжением в устройстве по схеме на рис. 10, *а* осуществляется при сопротивлении

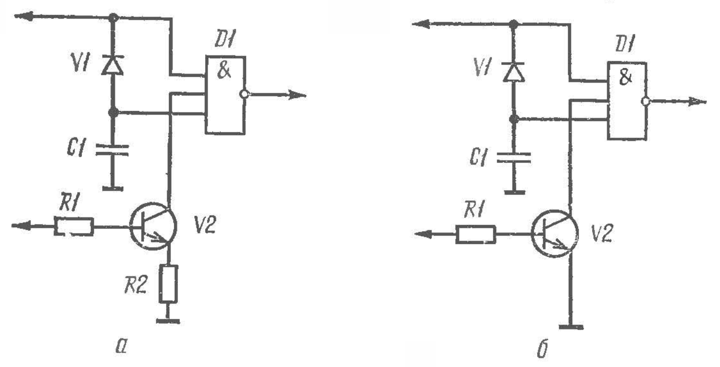


Рис. 10. Функциональные схемы устройств задержки фронта импульса с различными способами модуляции времени задержки:
а — управляющим напряжением; *б* — управляющим током

R1≠0 и *R2*≠0. В этом случае разброс параметров транзистора практически не влияет на значение отводимого тока. При выборе транзистора с коэффициентом $h_{21э} > 10$, когда током базы можно пренебречь, расчет модулятора упрощается. В этом случае отводимый ток, приближенно равный току эмиттера, равен

$$i_1 = \frac{U_{упр} - U_{бэ}}{R_2}, \qquad (12)$$

где $U_{бэ}$ — напряжение база — эмиттер транзистора: для кремниевых транзисторов можно принять 0,7 В, для германиевых — 0,4 В.

Сопротивление резистора *R2* можно вычислить по формуле (12).

При расчете транзистора-токоотвода такого варианта модуляции следует иметь в виду, что при увеличении сопротивления резистора *R2* транзистор-токоотвод может оказаться в насыщении. Это обязательно нужно проверять, исходя из условия (см. рис. 9)

$$R_2 \leqslant \frac{U_{п1} - U_0 - \kappa U_{кн} - i_0 R_3}{i_0}. \qquad (13)$$

Модуляция управляющим током по схеме рис. 10, *б* осуществляется большим сопротивлением резистора *R1*. В этом случае ток базы транзистора *V2* равен

$$i_б \approx U_{упр}/R_1, \qquad (14)$$

а ток коллектора *V2*, он же i_1, равен

$$i_1 = h_{21э} i_б. \qquad (15)$$

Из формул (14) и (15) следует зависимость отводимого тока от управляющего напряжения:

$$i_1 = \frac{h_{21э} U_{упр}}{R_1}. \qquad (16)$$

Для расчета сопротивления резистора *R1* необходимо в формулу (16) подставить: $U_{упр.} = U_{упр.\,макс}$ — максимальное значение управляющего напряжения, $i_1 = i_{1макс}$ — максимальное значение отводимого тока из (11), $h_{21э} = h_{21э\,макс}$ — максимальное значение $h_{21э}$ транзистора-токоотвода.

Но такой способ модуляции обладает существенным недостатком, связанным с непостоянством тока i_1 из-за разброса параметра $h_{21э}$ транзистора-токоотвода.

При расчете модуляторов рекомендуется пользоваться входными и выходными характеристиками транзисторов, используемых в качестве токоотводов. В качестве токоотводов можно применять не только биполярные, но и полевые транзисторы.

При необходимости температурной стабилизации токоотводов расчеты ведутся аналогично расчетам температурной стабилизации усилительных каскадов.

При использовании рассмотренных способов модуляции временных характеристик импульсных устройств можно конструировать:

преобразователь напряжение — шим (широтно-импульсная модуляция) из ждущего мультивибратора или из формирователя импульсов заданной длительности;

преобразователь напряжение — вим (время-импульсная модуляция) из устройств задержки;

преобразователь напряжение — частота из автоколебательного мультивибратора, но с применением токоотводов в каждом плече мультивибратора.

Эти преобразователи вырабатывают сигналы со спектром, ширину которого можно регулировать напряжением. Поэтому они могут найти применение и при конструировании электромузыкальных инструментов.

Описанные импульсные устройства могут быть сконструированы на логических элементах микросхем ДТЛ серий: К217, К121, К194. Из ТТЛ микросхем можно использовать серии К133, К155, К158 и другие. От ранее опубликованных аналогичных устройств [7] [8] разобранные здесь выгодно отличаются тем, что содержат меньше дискретных компонентов на один логический элемент, а следовательно, налаживание их сокращается до минимума.

ЛИТЕРАТУРА

1. Авторское свидетельство № 481127 БИ № 30, 1975.
2. Авторское свидетельство № 496672 БИ № 47, 1975.
3. **Гольденберг Л. М.** Основы импульсной техники.— М. : Связь, 1964.
4. Основы импульсной и цифровой техники.— М. : Советское радио, 1975.
5. Широкополосный импульсный генератор.— Радио, 1975, № 3.
6. Справочник по полупроводниковым диодам, транзисторам и интегральным микросхемам. Под ред. Н. Н. Горюновой.— М. : Энергия, 1976.
7. **Мильченко В.** Импульсные устройства на логических элементах.— Радио, 1977, № 1.
8. **Токарев Б., Соколов Ю.** Ждущий мультивибратор.— Радио, 1977, № 6.

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

САМОДЕЛЬНЫЙ БЛОК ПИТАНИЯ

Б. Иванов

Нередко радиолюбителям, особенно начинающим, приходится подбирать блок питания для своих конструкций. В поисках нужных схем и деталей уходит немало времени. Чтобы сэкономить его, в большинстве случаев достаточно воспользоваться простейшими расчетами, практически пригодными для радиолюбительских целей, и определить необходимые параметры будущего блока питания. С этими расчетами и знакомит данная статья.

Расчет выпрямителя. Поскольку в преобладающем большинстве конструкций блоков питания используется двухполупериодный выпрямитель, диоды которого включены по мостовой схеме (рис. 1), о выборе его элементов здесь и пойдет разговор.

Рис. 1. Схема двухполупериодного выпрямителя с фильтрующим конденсатором

Рассчитать выпрямитель — значит правильно выбрать выпрямительные диоды и конденсатор фильтра, а также определить необходимое переменное напряжение, снимаемое для выпрямления со вторичной обмотки сетевого трансформатора.

Исходными данными для расчета выпрямителя служат: требуемое напряжение на нагрузке ($U_н$) и потребляемый ею максимальный ток ($I_н$). Расчет ведут в таком порядке.

1. Определяют переменное напряжение, которое должно быть на вторичной обмотке сетевого трансформатора:

$$U_{II} = BU_н,$$

где $U_н$ — постоянное напряжение на нагрузке, В; B — коэффициент, зависящий от тока нагрузки, который определяют по табл. 1.

Таблица 1

Коэффициент	Ток нагрузки, А					
	0,1	0,2	0,4	0,6	0,8	1
B	0,8	1	1,2	1,4	1,5	1,7
C	2,4	2,2	2	1,9	1,8	1,8

2. По току нагрузки определяют максимальный ток, текущий через каждый диод выпрямительного моста:

$$I_д = 0{,}5CI_н,$$

где $I_д$ — ток через диод, А; $I_н$ — максимальный ток нагрузки, А; C — коэффициент, зависящий от тока нагрузки (определяют по табл. 1).

3. Подсчитывают обратное напряжение, которое будет приложено к каждому диоду выпрямителя:

$$U_{обр} = 1{,}5\ U_н,$$

где $U_{обр}$ — обратное напряжение, В; $U_н$ — напряжение на нагрузке, В.

4. Выбирают диоды, у которых значения выпрямленного тока и допустимого обратного напряжения равны или превышают расчетные.

5. Определяют емкость конденсатора фильтра:

$$C_ф = 3200\ I_н/U_н К_п.$$

Здесь $C_ф$ — емкость конденсатора фильтра, мкФ; $I_н$ — максимальный ток нагрузки, А; $U_н$ — напряжение на нагрузке, В; $K_п$ — коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения (отношение амплитудного значения переменной составляющей частотой 100 Гц на выходе выпрямителя к среднему значению выпрямленного напряжения).

Для различных нагрузок коэффициент пульсаций не должен превышать определенного значения, иначе в динамической головке или громкоговорителе будет прослушиваться фон переменного тока. Для питания портативных приемников и магнитофонов, например, допустим коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения в пределах $10^{-3}...10^{-2}$, усилителей ВЧ и ПЧ — $10^{-4}...10^{-3}$, предварительных каскадов усилителей НЧ и микрофонных усилителей — $10^{-5}...10^{-4}$. Если выходное напряжение выпрямителя будет дополнительно стабилизироваться транзисторным стабилизатором напряжения, то расчетная емкость конденсатора фильтра может быть уменьшена в 5...10 раз.

Расчет трансформатора питания. Зная необходимое напряжение на вторичной обмотке (U_{II}) и максимальный ток нагрузки ($I_н$), трансформатор рассчитывают в такой последовательности.

1. Определяют значение тока, текущего через вторичную обмотку трансформатора:

$$I_{II} = 1{,}5 I_н,$$

где I_{II} — ток через обмотку *II* трансформатора, А; $I_н$ — максимальный ток нагрузки, А.

2. Определяют мощность, потребляемую выпрямителем от вторичной обмотки трансформатора:

$$P_{II} = U_{II} I_{II},$$

где P_{II} — максимальная мощность, потребляемая от вторичной обмотки, Вт; U_{II} — напряжение на вторичной обмотке, В; I_{II} — максимальный ток через вторичную обмотку трансформатора, А.

3. Подсчитывают мощность трансформатора:

$$P_{тр} = 1{,}25 P_{II},$$

где $P_{тр}$ — мощность трансформатора, Вт; P_{II} — максимальная мощность, потребляемая от вторичной обмотки трансформатора, Вт. Если трансформатор должен иметь несколько вторичных обмоток, то сначала подсчитывают их суммарную мощность, а затем мощность самого трансформатора.

4. Определяют значение тока, текущего в первичной обмотке:

$$I_I = P_{тр}/U_I,$$

где I_I — ток через обмотку *I*, А; $P_{тр}$ — подсчитанная мощность трансформатора, Вт; U_I — напряжение на первичной обмотке трансформатора (сетевое напряжение).

5. Рассчитывают необходимую площадь сечения сердечника магнитопровода:

$$S = 1{,}3 \sqrt{P_{тр}},$$

где S — сечение сердечника магнитопровода, см^2; $P_{тр}$ — мощность трансформатора, Вт.

6. Определяют число витков первичной (сетевой) обмотки:

$$w_I = 50\ U_I/S,$$

где w_I — число витков обмотки; U_I — напряжение на первичной обмотке, В; S — сечение сердечника магнитопровода, см^2.

7. Подсчитывают число витков вторичной обмотки:

$$w_{II} = 55\ U_{II}/S,$$

где w_{II} — число витков вторичной обмотки; U_{II} — напряжение на вторичной обмотке, В; S — сечение сердечника магнитопровода, см^2.

8. Определяют диаметры проводов обмоток трансформатора:

$$d = 0{,}02 \sqrt{I},$$

где d — диаметр провода, мм; I — ток через обмотку, мА. Диаметр провода обмотки можно также определить по табл. 2.

Таблица 2

$I_{обм}$, мА	≤25	25...60	60...100	100...160	160...250	250...400	400...700	700...1000
d, мм	0,1	0,15	0,2	0,25	0,3	0,4	0,5	0,6

После этого можно приступить к подбору подходящего трансформаторного железа и провода, изготовлению каркаса и, наконец, выполнению обмоток. Но Ш-образные трансформаторные пластины имеют неодинаковую площадь окна, поэтому нужно проверить, подойдут ли выбранные пластины для трансформатора, т. е. разместится ли провод на каркасе трансформатора. Для этого достаточно подсчитанную ранее мощность трансформатора умножить на 50 — получится необходимая площадь окна, выраженная в мм². Если в подобранных пластинах она больше или равна вычисленной, железо можно использовать для трансформатора.

При выборе сердечника магнитопровода нужно также учитывать и то обстоятельство, что отношение ширины сердечника к толщине набора (отношение сторон сердечника) должно быть в пределах 1...2.

В качестве трансформаторов питания радиолюбители часто используют унифицированные выходные трансформаторы кадровой развертки телевизоров (трансформаторы ТВК). Промышленность выпускает несколько видов таких трансформаторов, и каждый из них при работе с выпрямителем, выполненным по мостовой схеме, позволяет получить на нагрузке вполне определенные напряжения в зависимости от потребляемого ею тока. Эти параметры сведены в табл. 3, которая поможет в выборе трансформатора ТВК для того или иного блока питания.

Таблица 3

Трансформатор	Выпрямленное напряжение при токе нагрузки, А				
	0	0,3	0,5	0,8	1,0
ТВК-70Л2	14	11,5	10,5	9	8
ТВК-110Л1	28	26	25	24	23
ТВК-110Л2, ТВК-110ЛМ	17	15	14	13,5	12,5

Расчет стабилизатора напряжения. Для получения более постоянного напряжения на нагрузке при изменении потребляемого тока к выходу выпрямителя подключают стабилизатор, который может быть выполнен по схеме, приведенной на рис. 2. В таком устройстве работают стабилитрон *V5* и регулирующий транзистор *V6*. Расчет позволит выбрать все элементы стабилизатора, исходя из заданного выходного напряжения $U_н$ и максимального тока нагрузки $I_н$. Однако оба эти параметра не должны превышать параметры уже рассчитанного выпрямителя. А если это условие нарушается, тогда сначала рассчитывают стабилизатор, а затем — выпрямитель и трансформатор питания.

Рис. 2. Схема стабилизатора напряжения

Расчет стабилизатора ведут в следующем порядке.

1. Определяют необходимое для работы стабилизатора входное напряжение ($U_{вып}$) при заданном выходном ($U_н$):

$$U_{вып} = U_н + 3.$$

Здесь цифра 3, характеризующая минимальное напряжение между коллектором и эмиттером транзистора, взята в расчете на использование как кремниевых, так и германиевых транзисторов. Если стабилизатор будет подключаться к готовому или уже рассчитанному выпрямителю, в дальнейших расчетах необходимо использовать реальное значение выпрямленного напряжения $U_{вып}$.

2. Рассчитывают максимально рассеиваемую транзистором мощность:

$$P_{max} = 1{,}3(U_{вып} - U_н)\,I_н.$$

3. Выбирают регулирующий транзистор. Его предельно допустимая рассеиваемая мощность должна быть больше значения P_{max}, предельно допустимое напряжение между эмиттером и коллектором — больше $U_{вып}$, а максимально допустимый ток коллектора — больше $I_н$.

4. Определяют максимальный ток базы регулирующего транзистора:

$$I_{б.\,макс} = I_н / h_{21э\,мин},$$

где $h_{21э\,мин}$ — минимальный коэффициент передачи тока выбранного (по справочнику) транзистора.

5. Подбирают подходящий стабилитрон. Его напряжение стабилизации должно быть равно выходному напряжению стабилизатора, а значение максимального тока стабилизации превышать максимальный ток базы $I_{б.\,макс}$.

6. Подсчитывают сопротивление резистора *R1*:

$$R_1 = (U_{вып} - U_{ст})/(I_{б.\,макс} + I_{ст.\,мин}).$$

Здесь R_1 — сопротивление резистора *R1*, Ом; $U_{ст}$ — напряжение стабилизации стабилитрона, В; $I_{б.\,макс}$ — вычисленное значение максимального тока базы транзистора,

мА; $I_{ст. мин}$ — минимальный ток стабилизации для данного стабилитрона, указанный в справочнике (обычно 3...5 мА).

7. Определяют мощность рассеяния резистора *R1*:

$$P_{R1} = (U_{вып} - U_{ст})^2/R_1.$$

Может случиться, что маломощный стабилитрон не подойдет по максимальному току стабилизации и придется выбирать стабилитрон значительно большей мощности — такое случается при больших токах потребления и использовании транзистора с малым коэффициентом $h_{21э}$. В таком случае целесообразно ввести в стабилизатор дополнительный транзистор *V7* малой мощности (рис. 3), который позволит снизить максимальный ток нагрузки для стабилитрона (а значит, и ток стабилизации) примерно в $h_{21э}$ раз и применить, соответственно, маломощный стабилитрон.

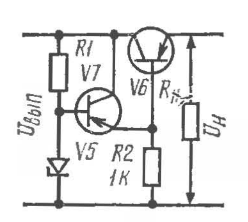


Рис. 3. Схема стабилизатора с дополнительным регулирующим транзистором

В приведенных здесь расчетах отсутствует поправка на изменение сетевого напряжения, а также опущены некоторые другие уточнения, усложняющие расчеты. Проще испытать собранный стабилизатор в действии, изменяя его входное напряжение (или сетевое) на ±10 % и точнее подобрать резистор *R1* по наибольшей стабильности выходного напряжения при максимальном токе нагрузки.

Теперь поговорим о практических конструкциях некоторых блоков питания.

Блок питания с двумя фиксированными напряжениями (рис. 4). Этот блок обеспечивает выходное напряжение 4,5 и 9 В при токе нагрузки до 200 мА, что вполне достаточно для питания многих любительских радиотехнических устройств. Он состоит из понижающего трансформатора *T1*, двухполупериодного выпрямителя на диодах *V1...V4*, включенных по мостовой схеме, сглаживающего конденсатора *C1*, двух параметрических стабилизаторов на стабилитронах *V5*, *V6* и регулирующего транзистора *V7*. Параллельно первичной обмотке трансформатора включена цепь индикации, состоящая из неоновой лампы *H1* и резистора *R1*, гасящего избыточное напряжение сети.

Выпрямленное напряжение поступает на регулирующий транзистор *V7* и через секцию *S2.1* переключателя *S2* — на один из параметрических стабилизаторов. В показанном на схеме положении контактов переключателя работает стабилизатор на стабилитроне *V5*. Падение напряжения

на стабилитроне поступает через секцию *S2.2* переключателя на базу транзистора. Транзистор включен эмиттерным повторителем (по схеме ОК), поэтому такое же напряжение будет и на выходе блока питания.

Когда переключатель будет переведен в положение «9 В», к выпрямителю и к базе транзистора окажется подключен другой параметрический стабилизатор, на стабилитроне *V6* и резисторе *R3*. Теперь выходное напряжение блока питания будет 9 В (при токе потребления до 200 мА).

Трансформатор питания может быть готовый, обеспечивающий на выходе выпрямителя (на конденсаторе *C1*) постоянное напряжение 12 В при токе нагрузки 200 мА. Подойдет и самодельный трансформатор, выполненный на магнитопроводе сечением не менее 1,7 см². Обмотка *I* должна содержать 4400 витков провода ПЭВ-1 0,1, обмотка *II* — 264 витка провода ПЭВ-1 0,3.

Вместо диодов Д7А можно использовать любые другие диоды серий Д7, Д226. Стабилитрон Д814Б можно заменить на Д809. Транзистор П213В (можно заменить на П213, П214...П214Б, П215) должен быть с коэффициентом $h_{21э}$ не менее 40. Его устанавливают на теплоотводящем радиаторе — пластине из листового алюминия или дюралюминия толщиной 2 мм и размерами 65×55 мм.

Конденсатор *C1* — К50-6, переключатель *S2* двухсекционный, выключатель сети *S1*, зажимы или гнезда и предохранитель — любой конструкции. Вместо неоновой лампы ТН-0,2 можно применить ТН-0,3 или тиратрон МТХ-90, соединив его сетку с анодом (они должны быть подключены к резистору *R1*) и уменьшив сопротивление резистора *R1* до 75 кОм.

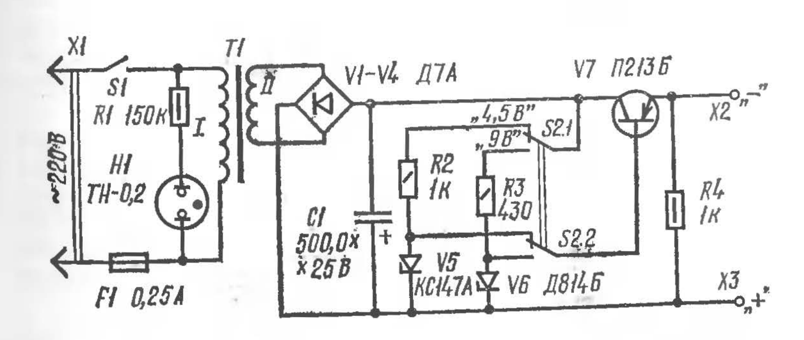


Рис. 4. Схема блока питания с двумя фиксированными напряжениями

Сетевой выключатель, переключатель, выходные зажимы и неоновую лампу размещают на передней стенке корпуса, предохранитель — на задней, остальные детали монтируют на плате из изоляционного материала (гетинакс, текстолит), которую затем укрепляют внутри корпуса.

При исправных деталях и правильном монтаже блок питания начинает работать сразу и никакого налаживания не требует. Но проверить его необходимо и обязательно при максимальном токе нагрузки. Для этого к выходным зажимам подключают резистор такого номинала, чтобы при данном выходном напряжении ток, текущий через него, составлял 200 мА. Для напряжения 4,5 В сопротивление этого резистора должно быть 22 Ом (мощность рассеяния более 1 Вт), для напряжения 9 В — 45 Ом (мощность рассеяния не менее 2 Вт). Одновременно к выходу стабилизатора подключают вольтметр и измеряют выходное напряжение. Если оно окажется меньше указанного более чем на 10 %, значит мал коэффициент $h_{21э}$ транзистора или использован трансформатор питания, у которого вторичная обмотка не рассчитана на необходимый потребляемый ток, из-за чего напряжение на конденсаторе *C1* будет меньше 12 В. Выход из создавшегося положения — увеличение тока, протекающего через стабилитрон, чего можно добиться уменьшением сопротивления соответствующего резистора.

Блок питания с регулируемым выходным напряжением, схема которого показана на рис. 5, более универсален, так как позволяет не только регулировать постоянное напряжение на выходе в пределах от 0,5 до 12 В при токе потребления до 400 мА, но и защищен от короткого замыкания в нагрузке. Кроме того, в него введен звуковой индикатор замыкания. Для контроля выходного напряжения блок снабжен стрелочным индикатором. Амплитуда пульсаций выпрямленного напряжения на выходе стабилизатора не превышает 20 мВ даже при максимальном токе потребления.

Основные узлы блока: трансформатор *T1* с индикатором включения *H1*, выпрямитель на диодах *V1...V4*, включенных по мостовой схеме, стабилизатор напряжения на стабилитроне *V10* и транзисторах *V11*, *V12*, автомат защиты от короткого замыкания на транзисторе *V6*, звуковой сигнализатор на транзисторах *V7*, *V8* с динамической головкой *B1*.

Работает блок питания так. Выпрямленное напряжение (его пульсации сглаживаются конденсатором *C1*) поступает на параметрический стабилизатор, образованный

Рис. 5. Схема блока питания с регулируемым выходным напряжением

стабилитроном *V10* и балластным резистором *R7*. Параллельно стабилитрону включен переменный резистор *R8*, с движка которого стабилизированное напряжение подается на составной регулирующий транзистор *V11V12*, включенный эмиттерным повторителем. На выходных зажимах *X2* и *X3* будет постоянное напряжение, установленное переменным резистором *R8*. Для контроля выходного напряжения подключен вольтметр, состоящий из стрелочного индикатора *PA1* и резистора *R10*. Резистор *R11* нужен для того, чтобы регулирующий транзистор работал в режиме усиления даже при отключенной нагрузке.

Автомат защиты от короткого замыкания собран на транзисторе *V6*. Работает он следующим образом. Пока нет короткого замыкания, напряжение на эмиттере транзистора *V6* более отрицательно по отношению к напряжению на базе (оно определяется падением напряжения на диоде *V5*, включенном в прямом направлении), т. е. на базе транзистора положительное напряжение смещения, — и транзистор закрыт. В таком состоянии транзистор будет находиться даже при минимальном выходном напряжении (0,5 В). Когда же возникает короткое замыкание (например, соединены между собой выходные зажимы), эмиттер транзистора *V6* окажется подключенным к аноду диода *V5* и на базе транзистора *V6* будет отрицательное напряжение смещения. Транзистор при этом откроется и зашунтирует стабилитрон. В результате регулирующий транзистор окажется почти закрытым, и ток через нагрузку будет

резко ограничен. В таком состоянии блок питания может находиться длительное время. Выходное напряжение появится снова сразу же по устранении короткого замыкания.

О коротком замыкании можно судить и по показаниям индикатора, но, как показывает практика, радиолюбитель не всегда догадывается взглянуть на него. Вот почему в блок питания введен звуковой сигнализатор, собранный на транзисторах *V7* и *V8* разной структуры. Это звуковой генератор, в котором возбуждение возникает из-за положительной обратной связи между коллекторной цепью транзистора *V8* и базовой *V7* (через конденсатор *C2*). Частота генерации (тембр звучания динамической головки *B1*) зависит от сопротивления резистора *R3*. Питается генератор от того же выпрямителя через параметрический стабилизатор напряжения, образуемый стабилитроном *V9* и резистором *R4*. Но генератор начнет работать лишь тогда, когда на базе транзистора *V7* будет положительное (по отношению к эмиттеру) напряжение смещения. Произойти же это может только при коротком замыкании. Тогда стабилитрон *V10* будет зашунтирован, и резистор *R3* окажется подключенным к плюсовому проводнику выпрямителя. Пока же нет короткого замыкания, напряжения на анодах стабилитронов *V10* и *V9* одинаковы, напряжение смещения на базе транзистора *V7* равно нулю и он закрыт. Цепочка *C4R6* предотвращает ложное срабатывание сигнализатора при выключении блока питания — напряжение на эмиттере транзистора *V7* в этом случае убывает быстрее, чем на базе, и он все время остается закрытым.

Транзисторы *V6*, *V8*, *V11* могут быть серий МП39...МП42 с любым буквенным индексом и статическим коэффициентом передачи тока не менее 30. Вместо транзистора МП38А (*V7*) подойдет другой аналогичный низкочастотный *n-p-n* транзистор, например МП35...МП37. Транзистор П213Б (можно П213, П214...П214Б, П215) должен быть с коэффициентом передачи тока не менее 40. Его обязательно устанавливают на радиатор — пластину из алюминия, дюралюминия, латуни или меди толщиной 2 мм и размерами 80×70 мм.

Вместо диодов Д242Б подойдет Д302...Д305 или, в крайнем случае, Д229 с буквенными индексами Ж...Л. Стабилитроны Д814Д можно заменить на Д813. Их напряжение стабилизации имеет некоторый разброс, поэтому тот из них, напряжение стабилизации которого меньше, желательно поставить вместо *V10*, а с большим напряжением стабилизации — вместо *V9*. Если этот параметр заранее определить не удастся, нужно измерить напряжения на стабилитронах сразу же после включения блока и, при необходимости, поменять их местами.

Конденсатор *C2* — МБМ, все электролитические конденсаторы типа К50-12 или К50-6 (конденсатор *C1* составляют из четырех конденсаторов емкостью по 500 мкФ). Постоянные резисторы — МЛТ-1 (*R1*, *R7*), МЛТ-0,5 (*R4*, *R6*, *R10*), МЛТ-0,25 (остальные), переменный резистор *R8* — СП-I. Индикатор *PA1* — любого типа с током полного отклонения стрелки 100 мкА (например, микроамперметр М2003). Динамическая головка — любая, мощностью 0,1—1 Вт со звуковой катушкой сопротивлением 6...10 Ом (например, 0,5ГД-37).

Трансформатор питания выполнен на магнитопроводе Ш20×20. Обмотка *I* содержит 2200 витков провода ПЭВ-1 0,18, обмотка *II* — 155 витков ПЭВ-1 0,45. Можно применить трансформатор кадровой развертки телевизора, например ТВК-110Л2 или ТВК-110ЛМ (см. табл. 3).

Детали блока можно смонтировать на плате из листового изоляционного материала толщиной 2 мм и размерами 200×90 мм и установить ее в корпусе подходящих габаритов. Сетевой выключатель, переменный резистор, индикатор, динамическую головку и выходные зажимы устанавливают на передней стенке корпуса, а держатель предохранителя с предохранителем — на задней. Через отверстие в задней стенке выводят шнур питания с вилкой на конце. Индикатор подключения к сети (тиратрон МТХ-90) прикрепляют к передней стенке внутри корпуса и сверлят против торца ее баллона в корпусе отверстие.

Если все детали блока исправны и монтаж не имеет ошибок, никакого налаживания не потребуется. Подав на блок сетевое напряжение и подключив к выходным зажимам образцовый вольтметр постоянного тока, переменным резистором *R8* устанавливают на выходе возможно большее напряжение, например 10 В. Сравнивают показания образцового вольтметра и индикатора блока питания. Считая, что шкала индикатора должна быть рассчитана на напряжение 15 В, подбирают (если это необходимо) резистор *R10* такого номинала, чтобы стрелка индикатора находилась точно на отметке 10 В.

Далее проверяют работу автомата защиты от короткого замыкания. Для этого при выходном напряжении блока 5...10 В подключают к зажимам амперметр на ток 1...2 А. В этот момент стрелка амперметра должна резко отклониться и тут же возвратиться на нулевую отметку. Если стрелка не возвращается на нуль, следовательно, неиспра-

вен транзистор *V6* или его выводы подключены неправильно.

Автомат можно проверить и без амперметра, соединив зажимы проволочной перемычкой и наблюдая за стрелкой индикатора. Но такое замыкание должно быть кратковременным, чтобы в случае неисправности автомата не вывести из строя регулирующий транзистор. Если же автомат работает нормально (стрелка индикатора возвращается на нулевую отметку шкалы), то можно измерить ток короткого замыкания — он не превысит десятка миллиампер.

При проверке автомата одновременно контролируют и работу звукового сигнализатора — он должен включаться сразу же при замыкании зажимов. В то же время сигнализатор не должен включаться при самом минимальном выходном напряжении (0,5 В). Желаемую тональность звучания сигнализатора устанавливают подбором резистора *R3*.

СТАБИЛИЗАТОР НАПРЯЖЕНИЯ ДВУПОЛЯРНОГО БЛОКА ПИТАНИЯ С ЗАЩИТОЙ ОТ ПЕРЕГРУЗОК

И. Кучер

Для многих радиолюбительских конструкций неотъемлемой частью является стабилизированный источник питания. Как известно, плавкие предохранители мало пригодны для защиты элементов питаемого устройства и его блока питания от повреждений. Поэтому при перегрузке чаще всего происходит пробой регулирующего транзистора стабилизатора, прежде чем перегорит предохранитель. При этом к нагрузке приложится полное входное напряжение, которое может оказаться небезопасным для питаемого радиоустройства. Особенно это опасно при двуполярном питании, когда поврежден один из стабилизаторов и напряжение отрицательного и положительного плеч стабилизатора окажутся значительно отличными друг от друга. Надежную защиту обеспечивает только электронное устройство.

Схема стабилизатора двуполярного блока питания с таким защитным устройством показана на рис. 1. Он предназначен для совместной работы с усилителем НЧ, нормальная работа которого обеспечивается устройством, предохраняющим его элементы и акустическую систему от

повреждений. Используемую в нем систему защиты (обведена штрихпунктирными линиями) можно ввести в аналогичные блоки питания, в частности лабораторные, где она особенно необходима, так как в процессе макетирования и наладки устройств перегрузки бывают особенно часто.

Основой системы защиты является оптрон АОУ103В (*V6*), обладающий высоким быстродействием. Главное достоинство защиты заключается в том, что она срабатывает при перегрузках как в одном из плеч стабилизатора, так и в обоих плечах одновременно. При этом выходное напряжение обоих плеч становится равным нулю. В двуполярных блоках питания защиту вводят обычно раздельно в каждом плече, что, как правило, приводит к увеличению числа используемых деталей. К тому же возможен отказ в работе защиты одного плеча при сработавшем другом, что может привести к неприятным последствиям. В описываемом защитном устройстве максимально используются все его элементы. Так, например, при перегрузке в отрицательном плече блока питания в работе защиты не участвуют только транзистор *V4* и резистор *R6*, а при перегрузке в положительном плече — транзистор *V1* и резистор *R3*.

Стабилизатор выполнен по широко известной компенсационной схеме. В таких стабилизаторах в качестве регу-

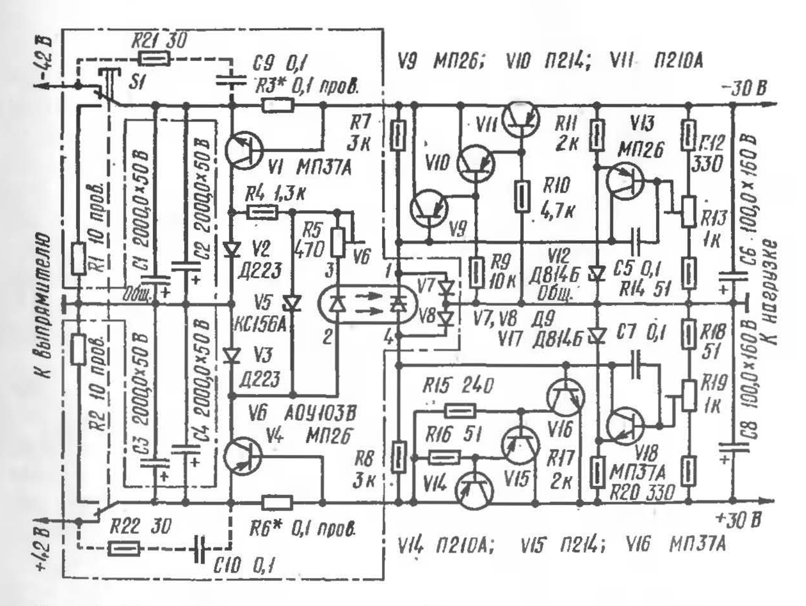


Рис. 1. Принципиальная схема стабилизатора напряжения

лирующих и управляющих элементов используются транзисторы, а в качестве источников опорного напряжения — стабилитроны. Наряду с высоким коэффициентом стабилизации они обладают малым выходным сопротивлением по переменному току, что предотвращает обратную связь между каскадами через источник питания и повышает устойчивость работы радиоустройств.

Принцип работы стабилизатора рассмотрим на примере его отрицательного плеча. Здесь регулирующий транзистор, выполненный для повышения коэффициента стабилизации составным (*V9...V11*), включен последовательно с нагрузкой. Поэтому предельно допустимое напряжение между эмиттерами и коллекторами транзисторов должно быть больше, чем наибольшее выходное напряжение стабилизатора, а предельно допустимый ток коллектора транзистора *V11* — больше максимального тока, потребляемого нагрузкой. Мощность, рассеиваемая этим транзистором, не должна превышать допустимую.

Режим работы составного транзистора определяется напряжением на базе транзистора *V9* с помощью резистора *R7*. Одновременно этот резистор является нагрузкой усилительного каскада на транзисторе *V13*. С увеличением его сопротивления повышается коэффициент стабилизации, но при этом уменьшается максимальный ток нагрузки. Транзистор *V13*, являющийся усилителем постоянного тока в цепи обратной связи, должен быть с возможно большим статическим коэффициентом передачи тока и возможно меньшим обратным током коллектора. Опорное напряжение формирует стабилитрон *V12*, включенный в цепь эмиттера транзистора *V13*. Необходимый ток стабилизации устанавливают подбором резистора *R11*. Подстроечным резистором *R13*, образующим с резисторами *R12* и *R14* делитель, устанавливают требуемое выходное напряжение. Конденсаторы *C5* и *C7* предотвращают возможное самовозбуждение и повышают устойчивость работы стабилизатора. Емкость конденсатора *C5* должна быть тем меньше, чем больше емкость конденсатора *C6*.

Сущность действия стабилизатора заключается в сравнении стабилизируемого напряжения с образцовым. Часть стабилизируемого напряжения (напряжение обратной связи) снимается с движка резистора *R13*, а образцовое (опорное) — со стабилитрона *V12*, оба напряжения прикладываются к эмиттеру транзистора *V13*. Эмиттерный переход этого транзистора оказывается под действием двух напряжений — обратной связи (можно изменять) и стабилизации стабилитрона (постоянно). При уменьшении тока нагрузки напряжение на выходе стабилизатора стремится увеличиваться. При этом увеличивается отрицательное напряжение на базе транзистора *V13*, что приводит к росту его коллекторного тока и уменьшению отрицательного напряжения на коллекторе, а следовательно, к уменьшению отрицательного напряжения на базе составного транзистора *V9V10V11*. От этого сопротивление регулирующего транзистора возрастает, падение напряжения на нем увеличивается, а выходное напряжение уменьшается до прежнего значения и остается практически неизменным. С увеличением же тока нагрузки напряжение на выходе, а значит, и напряжение на базе транзистора *V13* будут уменьшаться, что приведет к уменьшению его коллекторного тока и, следовательно, к увеличению отрицательного напряжения на базе транзистора *V9*. При этом сопротивление транзистора *V11* и падение напряжения на нем уменьшатся, что приведет к увеличению напряжения на выходе стабилизатора до прежнего значения.

Работу системы защиты от перегрузок проследим на примере того же плеча стабилизатора — отрицательного. Между конденсаторами *C1* и *C2* фильтра выпрямителя и стабилизатором включено ключевое устройство, состоящее из транзистора *V1* и резистора *R3*, которое практически не влияет на параметры самого стабилизатора. При больших токах в нагрузке падение напряжения на резисторе *R3* открывает транзистор *V1*, и ток идет через него (диод *V2* в это время закрыт), через ограничитель напряжения *R4V5*, светодиод оптрона *V6*, диод *V3*, образующий с диодом *V2* дешифратор, и далее на общий провод. В это время динистор оптрона, освещенный светодиодом, замыкает собой базы транзисторов *V9* и *V16* и таким образом закрывает оба плеча стабилизатора. А так как выходное напряжение становится равным нулю (ток в нагрузке тоже равен нулю), то транзистор *V1* закрывается и светодиод оптрона гаснет, динистор же поддерживается в открытом состоянии током, текущим через резисторы *R7* и *R8*.

Диоды *V7* и *V8* включены в базовые цепи транзисторов *V9* и *V16* в обратном направлении и влияния на работу стабилизатора не оказывают. Если в момент срабатывания защиты напряжения в точках *1* и *4* не равны, то в зависимости от разности этих напряжений (по знаку) одно из плеч стабилизатора не закроется. Если эта разность положительная, то сработает диод *V7*, если отрицательная — диод *V8*. Оба плеча закроются одновременно и надежно. Эти диоды должны быть германиевыми, так как у них напряжение открывания меньше, чем у кремниевых диодов.

Работа защиты при перегрузке в положительном плече стабилизатора аналогична. Подбором резисторов *R3*, *R6* и подстроечным резистором *R5* можно изменять порог срабатывания защиты. При указанных на схеме номиналах резисторов *R3* и *R6* только подстроечным резистором *R5* можно устанавливать его в пределах от 1 до 4А.

После устранения причин перегрузки стабилизатор приводят в рабочее состояние кратковременным нажатием кнопки *S1*. При этом конденсаторы фильтра выпрямителя быстро разряжаются через резисторы *R1* и *R2*, динистор оптрона закрывается, и на выходе стабилизатора восстанавливается номинальное напряжение. Если конденсаторы не разряжать, то при отпускании кнопки *S1* происходит ложное срабатывание защиты.

Все детали стабилизатора, кроме конденсаторов *C1...C4*, *C6* и *C8*, транзисторов *V11* и *V14*, кнопки *S1* и резисторов *R1*, *R2*, смонтированы на печатной плате размерами 135×50 мм, выполненной из фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5 мм. Резисторы *R1* и *R2* припаяны непосредственно к контактным выводам кнопки *S1*, находящейся на лицевой стенке блока, а электролитические конденсаторы установлены на отдельной пластине. Транзисторы *V11* и *V14* необходимо установить на теплоотводящие радиаторы площадью 1500...2000 см². Для улучшения теплоотводящего контакта соприкасающиеся поверхности можно смазать вазелином или каким-либо невысыхающим маслом. Чтобы не увеличивать выходного сопротивления стабилизатора, монтаж цепей, по которым протекает ток нагрузки, необходимо выполнять возможно более толстыми проводниками. Для предотвращения самовозбуждения все проводники, подключаемые к положительной, отрицательной и общей шинам, следует присоединять непосредственно к выводам выходных конденсаторов *C6* и *C8*.

Постоянные резисторы, использованные в устройстве,— МЛТ-0,5, подстроечные резисторы — СП3-1Б. Резисторы *R1...R3* и *R6* изготовлены из провода с высоким удельным сопротивлением. Конденсаторы *C1...C4*, *C6* и *C8* типа К50-3Б; *C5* и *C7* — КМ, МБМ. Транзисторы МП37А (*V1*, *V16*, *V18*) можно заменить на МП37Б; МП26 (*V4*, *V9*, *V13*) — на МП26А, Б, а П210А (*V11*, *V14*) — на П210Б. Транзисторы *V10* и *V15* могут быть П214А...П214Г или П217В, Г. Диоды Д223 (*V2*, *V3*) можно заменить диодами этой же серии с буквенными индексами А, Б или диодами Д219, Д220; Д9Г (*V7*, *V8*) — диодами Д9Д...Д9Л. Стабилитрон КС156А (*V5*) можно заменить на КС147А, КС162А, Д814И; стабилитроны Д814Б (*V12*, *V17*) — на Д809, КС191А, М, Н; оптрон АОУ103В (*V6*) — на АОУ103Б.

Контакты кнопки *S1* должны быть рассчитаны на ток не менее максимального, потребляемого нагрузкой. Чтобы исключить искрение между контактами кнопки, параллельно им можно подключить искрогасящие цепочки *R21C9* и *R22C10*, показанные на схеме штриховыми линиями.

Убедившись в правильности монтажа, движки резисторов *R13* и *R19* устанавливают в среднее положение, а резистора *R5* — в положение максимального сопротивления. Затем, включив питание, резисторами *R13* и *R19* устанавливают на выходах обоих плеч стабилизатора требуемые напряжения. Далее, между выходами отрицательного и положительного плеч, включают эквивалент нагрузки, ток в которой должен соответствовать желаемому току срабатывания защиты (от 1 до 4 А). Им может быть мощный резистор или отрезок высокоомного провода, сопротивление которого подсчитывают из необходимого выходного напряжения и максимального тока нагрузки. Сопротивление резистора *R5* уменьшают до тех пор, пока не сработает защита, после чего его движок возвращают назад, чтобы увеличить сопротивление на 5...10 %. Отключив затем нагрузку, кратковременным нажатием кнопки *S1* приводят блок в рабочее состояние. Если теперь при подключении нагрузки защита не сработает, это укажет на необходимость более точного подбора сопротивления резистора *R5*.

Затем надо проверить срабатывание защиты при перегрузке раздельно в каждом плече. Для этого сопротивление эквивалента нагрузки уменьшают вдвое — подключение ее к каждому из плеч должно вызывать срабатывание защиты. Допустимо некоторое различие в пороге срабатывания защиты в каждом плече, так как во всех случаях перегрузки закрываются оба плеча блока.

Подбором сопротивлений резисторов *R3* и *R6* можно устанавливать другие пороги срабатывания защиты. Но при этом надо иметь в виду, что уменьшение их сопротивлений приводит к увеличению тока отсечки защиты. Если возникает самовозбуждение стабилизатора, устраняют его подбором конденсаторов *C5* и *C7*, а также увеличением емкости конденсаторов *C6* и *C8*. Однако емкость конденсаторов *C6* и *C8* не должна быть слишком большой, чтобы не повредить питаемые цепи током разрядки этих конденсаторов при сработавшей зашите. В некоторых случаях самовозбуждение удается устранить шунтированием эмиттерного перехода одного из транзисторов, входящих в составной транзистор, конденсатором емкостью в несколько десятых долей или единиц микрофарады.

ББК 32.884.19
В80

Рецензент кандидат технических наук В. Т. Поляков

В80 В помощь радиолюбителю: Сборник. Вып. 84 / Сост. В. Г. Борисов.— М.: ДОСААФ, 1983.— 79 с., ил.
35 к.

Приведены описания конструкций, принципиальные схемы и методика расчета их некоторых узлов. Учтены интересы начинающих и квалифицированных радиолюбителей.
Для широкого круга радиолюбителей.

В $\frac{2402020000-108}{072(02)-83}$ 26—84

ББК 32.884.19
6Ф2.9

СОДЕРЖАНИЕ

В ПОМОЩЬ РАДИОЛЮБИТЕЛЮ

Выпуск 84

Составитель Виктор Гаврилович Борисов

Редактор *М. Е. Орехова.* Художник *Б. А. Клочков.* Художественный редактор *Т. А. Хитрова.* Технический редактор *С. А. Бирюкова.* Корректор *Н. В. Елкина.*

ИБ № 1618.

Сдано в набор 07.04.83. Подписано в печать 28.09.83. Г—63834. Формат 84×108 1/32. Бумага типографская № 1. Гарнитура литературная. Печать высокая. Усл. п. л. 4,20. Уч.-изд. л. 4,67. Тираж 700 000. Заказ № 3—1188. Цена 35 к. Изд. № 2/г—250.

Ордена «Знак Почета» Издательство ДОСААФ СССР. 129110, г. Москва, Олимпийский просп., д. 22. Головное предприятие республиканского производственного объединения «Полиграфкнига», 252057, Киев, ул. Довженко, 3.